

Technische Universität Ilmenau
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Masterarbeit

Realisierung einer Spannungs- und Strombegrenzungsregelung im 3- und
1-phasigen Inselnetz bei unterschiedlichen Lasten mit Hilfe des
Microcontrollers
XC 167

vorgelegt von:	Jun Zhang
geboren am:	24.01.1982 in Shanghai
Studiengang:	Elektrotechnik und Informationstechnik
Studienrichtung:	Elektrische Energietechnik

Verantwortlicher Professor:	Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt
-----------------------------	---

Wissenschaftliche Betreuer:	Dipl.-Ing. Thomas Szalai
-----------------------------	--------------------------

Beginn der Arbeit:	01.01.2012
Abgabe der Arbeit:	30.06.2012

Ilmenau, den 27.06.2012

Danksagung

Ich möchte mich recht herzlich bei Prof. Petzoldt für die Übernahme des Referates bedanken, sowie bei Dr. Berger für die Erstellung des Themas meiner Masterarbeit und bei Dr. Büttner für die Hilfe bei der Ideenfindung der Regelungsstruktur bedanken. Besonderer Dank gilt Dipl.-Ing Szalai, der mir zur Problemlösung ein guter Ansprechpartner war.

Weiterhin danke ich den Kollegen und Doktoranten des Fachgebietes Leistungselektronik und Steuerungen, mit denen ich während der Bearbeitungszeit der Masterarbeit interessante Gespräche zum Thema und darüber hinaus hatte, für die freundliche Aufnahme.

Inhaltsverzeichnis

Danksagung	I
Inhaltsverzeichnis.....	II
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Zielsetzung.....	2
2 Technische Voraussetzungen	3
2.1 Aufbau des Versuchsstands	3
2.2 Hardware.....	4
2.3 Software	7
3 Theoretische Grundlagen.....	10
3.1 Koordinatentransformationen der Systemgrößen	10
3.1.1 Clarke-Transformation	10
3.1.2 Kartesisch-Polar-Transformation	11
3.1.3 Park-Transformation	12
3.2 Regelungsstruktur für dreiphasige Spannungsregelung	13
3.2.1 Spannungsregelung.....	14
3.2.2 Strombegrenzungsregelung	15
3.3 Pulsweitenmodulation (PWM).....	16
3.4 Regler Dimensionierung	17
3.5 Einphasige Spannungsregelung	20
4 Praktische Umsetzung	23
4.1 Messfilter	23
4.2 Messungen und Normieren	27
4.2.1 Zwischenkreisspannung.....	27
4.2.2 Wechselspannungen	29
4.2.3 Wechselstrom.....	31
5 Umsetzung der Regelstruktur im XC-167CI	33
5.1 Vorbereitung	33
5.2 Umsetzung der Pulsweitenmodulation (PWM)	34

5.2.1	Capture / Compare Unit 6 (CAPCOM6)	34
5.2.2	Bildung des Spannungswinkel	36
5.2.3	Bestimmung des Sinuswertes aus dem Winkel	37
5.2.4	PWM-Modulator	39
5.3	Umsetzung des Regelungskonzept	41
5.3.1	d- / q-Komponenten aus Spannung Rechnen	41
5.3.2	Strombegrenzungsregelung	43
5.3.3	Spannungsregelung	46
6	Auswertung	48
6.1	Spannungsregelung (ohne Strombegrenzung)	48
6.2	Strombegrenzungsregelung	49
6.3	Sprungtest	50
6.3.1	Leerlaufbetrieb	50
6.3.2	Ohmsche Last	51
6.3.3	Ohmsch-induktive Last	52
7	Zusammenfassung und Ausblick	53
	Literaturverzeichnis	54
	Verwendete Formelzeichen und Abkürzung	56
	Abbildungsverzeichnis	59
	Erklärung	61
	Thesen	62

1 Einleitung

1.1 Motivation

Energie und Umweltschutz sind immer ein großes Thema für den Menschen. Aufgrund begrenzter Ressourcen (Kohle, Erdöl, Erdgas usw.) und zum Schutz der Umwelt werden immer mehr regenerative Energien (z.B. Windkraft, Solarenergie etc.) verwendet. Die regenerative Energie können ins Stromnetz eingespeisten oder als Eigenbedarf (Inselnetz) verwendet werden. Im manchen entlegenen Gebieten, wo es keinen Anschluss an das Öffentlichen Stromnetz gibt, finden regenerative Energien ausschließliche Verwendung. Abb. 1.1 zeigt ein Anwendungsbeispiel einer Windkraftanlage im Inselbetrieb.

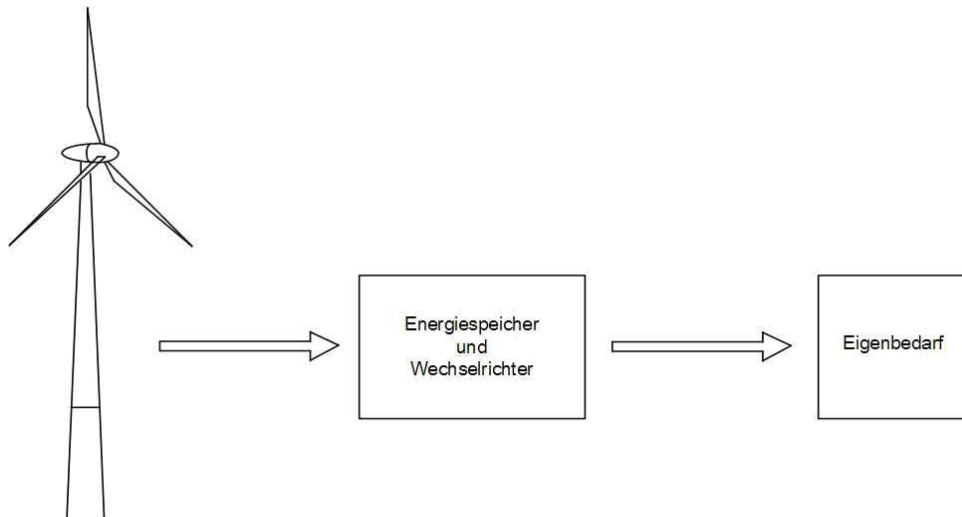


Abb. 1.1 : Anwendungsbeispiel eines Inselnetzes mit Energiespeicher und Wechselrichter

Das Inselnetz ist im Vergleich zu dem meisten öffentlichen Stromnetz „schwach“, d.h. beim Anschließen oder Abwerfen von Lasten treten im Inselnetz starke Rückwirkungen auf (z.B. Überspannung und Überstrom). Bei Anschließen verschiedener Lasten (z.B. induktive oder kapazitive Last) sind die Formen und Phasen der Inselnetzspannungen wegen der Blindleistungen geändert. Ziel dieser Arbeit soll es sein, ein Regelungskonzept zu entwickeln, das die betroffenen negativen Auswirkungen im Inselnetz zu vermeiden und damit den Schutz von Verbrauchern zu gewährleisten.

1.2 Zielsetzung

Um die vorgestellten negativen Auswirkungen von Inselnetzen zu beseitigen wird in dieser Arbeit ein Regelungskonzept erstellt und das Konzept mit einem Microcontroller (XC-167CI von Infineon) umgesetzt. Die Umformung von Spannung, Strom und Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung soll durch eine Spannungsregelung korrigiert werden. Die Ströme sollen einen Grenzwert nicht überschreiten um die Verbraucher zu schützen. Um diese Aufgaben zu realisieren wird ein Uniplatine TU-DT 1.0 verwendet. (Abb. 1.2)

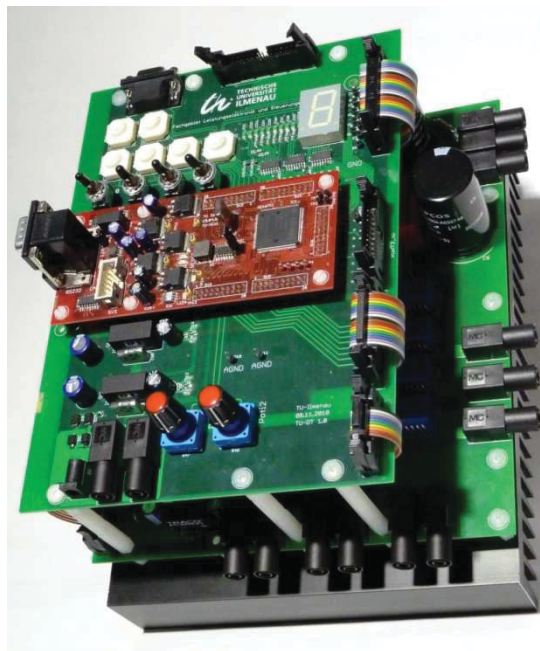


Abb. 1.2 : Uniplatine TU-DT 1.0

Mit Hilfe eines Peripheriebausteins (CAPCOM6) des Microcontrollers XC-167CI können die Ausgänge der Platine durch ein Pulsweitenmodulationsignal (PWM) ein Drehstromsystem bilden. Die Vorgehensweisen zur Erzeugung der PWM Signale sind in Kapitel 5.2 beschrieben. Um die Spannungsgrundwelle an den PWM-Ausgängen sauber zu Messen wird ein Filter verwendet. Die Dimensionierung des Filters wird ebenfalls in dieser Arbeit beschrieben.

Um die Aufgabe durchzuführen wird im nächsten Kapitel die angewendete Hardware und Software vorgestellt.

2 Technische Voraussetzungen

2.1 Aufbau des Versuchsstands

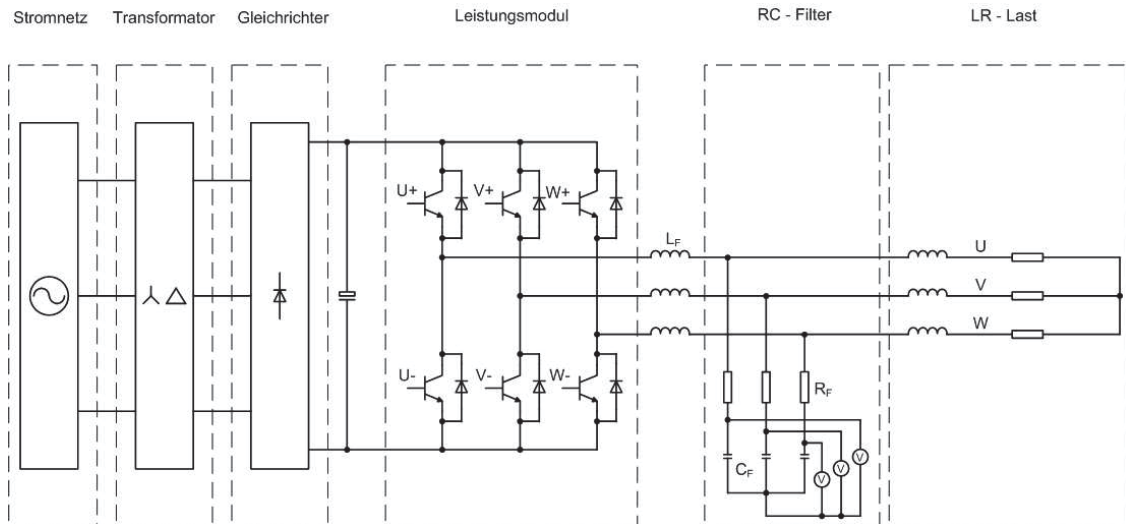


Abb. 2.1 : Aufbau des Versuchsstands

Der Versuchsstand besteht aus einem Gleichrichter, einem Leistungsmodul, einem RC-Messfilter und einer ohmsch induktiven Last (LR-Last). Der Gleichrichter wird an einem Trenntransformator (Ausgang von 0 bis 150 V) angeschlossen, um den Zwischenkreis zu versorgen. Zu Testzwecken kann der Zwischenkreis auch mit einem DC-Labornetzteil versorgt werden. Damit das Leistungsmodul besser arbeiten kann wird die DC-Spannungsversorgung auf einen Minimalwert von 40 V begrenzt werden. Das Leistungsmodul wird durch einen Mikrocontroller (XC-167CI) angesteuert. Die Ausgänge des Leistungsmoduls sind mit drei Drosseln angeschlossen um den Stromrippel zu begrenzen. Das verwendete Ansteuerungsverfahren ist eine Pulsweitenmodulation. Hier werden drei vorgegebene Sinuswerte mit Sägezahnspannung verglichen und dabei das Ansteuerungssignal erzeugt. Details werden im nachfolgenden Kapitel beschrieben. $U+$, $U-$, $V+$, $V-$, $W+$, $W-$ sind die Ansteuersignale, dabei werden die IGBTs nacheinander ein- und ausschaltet. Aufgrund der Schaltfrequenz ist die Grundwelle der Ausgangsspannungen von hochfrequenten Störungen überlagert. Um die Messwerten besser auswerten können müssen die Störung möglichst ausgefiltert werden. Dazu wird hier ein RC-Messfilter verwendet. Zwischen jedem Strang und Sternpunkt können die gefilterten Spannungen ausgemessen werden. Das Filterdesign bezüglich Beschaltung, Dimensionierung der R und C Wert, Berechnung und signifikanten

Kenngrößen wird im nachfolgenden Kapitel vorgestellt. Um die Messaufgabe durchführen werden hierzu einige LR-Lasten verwendet.

2.2 Hardware

Uniplatine¹

Digitalteil

Die Uniplatine (Abb. 1.2) besteht aus einem Digital- und einem Leistungsteil. Auf dem Digitalteil wird eine XC-167CI Karte gesetzt. Mit Hilfe der RS232 Schnittstelle kann die Karte an einen PC angeschlossen werden. Weitere Details des Digitalteils lauten wie folgt:

- Potentialgetrennte Stromversorgung für Analog- und Digitalteil mit 24VDC Netzteil
- Eine 7-Segmentanzeige, 10 LEDs inkl. Treiber und Messpunkt
- 4 Kippschalter und 6 Taster
- 2 Potentiometer am Analogeingang
- Weiterreichen der Ansteuersignale CapCom1, CapCom6 und Port3
- Schutz vor extern angelegten Überspannungen an CapCom1 und CapCom6

Abb.2.2 zeigt die Draufsicht des Digitalteils. Der Digitalteil wird mit einer 24 V DC-Spannung versorgt. Die Codes, die von Keil erzeugt, werden durch RS232 auf Karte geladen und der Mikrocontroller XC-167CI erzeugt die notwendigen PWM-Signale. Die Ansteuersignale werden durch Steckverbindung weiter durch den Treiber der Leistungsteile verbreitet und dienen dazu das Leistungsmodul anzusteuern. Die Eingabekomponenten, wie Schalter und Potentiometer, dienen zur Änderung oder Eingabe von Reglungparametern. Mit Hilfe der Eingabekomponenten und der Anzeige Komponenten ist die Regelung vielfältig und anschaulich.

¹ Vgl. [1]

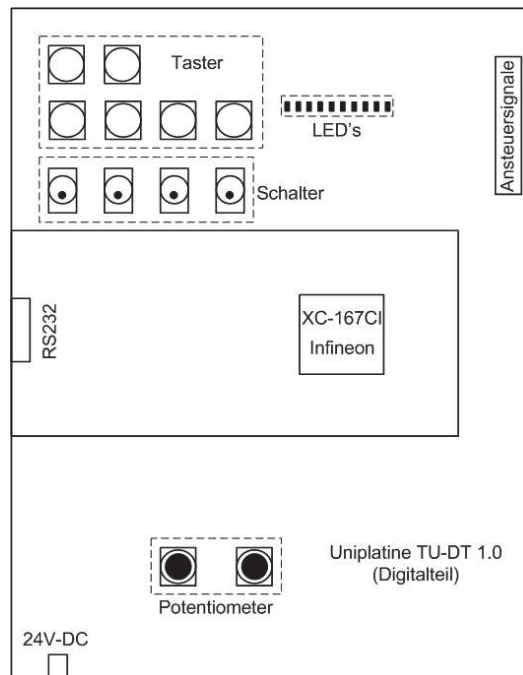


Abb. 2.2 : Digitalteil der Uniplatine

Leistungsteil

Auf dem Leistungsteil wird ein Leistungsmodul (SKiip 25NAB066V1) gesetzt. Das Modul verbindet einen dreiphasigen Gleichrichter, einen Wechselrichter, einen lowside IGBT und einen PTC-Widerstand zur Temperaturüberwachung. Die Leistungsteil besitzt folgende Eigenschaften:

- Potentialtrennung zwischen Ansteuersignalen und Leistungsteil
- Schutzrückmeldung an die Steuerung (potentialgetrennt)
- Zuverlässige Fehlererkennung und Abschaltung ohne Eingreifen des Controllers bei Überstrom oder Überspannung
- Möglichkeit zur Ansteuerung von 1-2 Schützen (Potentialgetrennt)
- 3-Phasige Ankopplung des Zwischenkreis an die Energieversorgung zur besseren Lastverteilung inkl. Schutzbeschaltung um die maximale Eingangsspannung nicht zu überschreiten
- 3-Phasiger Wechselrichter inkl. Ansteuerung und Kühlung
- Bremschopper zur Möglichkeit der Zwischenkreisspannungsregelung
- Potentialgetrennte Messungen
 - Zwischenkreisspannungen (bis zu 600V)
 - Zwischenkreisstrom
 - Strom der 3 Ausgangsphasen (bis zu 40A)
 - 3 Messkanäle um extern angelegte Spannungen bis ca. 400VAC

Die Abb.2.3 zeigt eine vereinfachte Aufsicht von dem Leistungsteil.

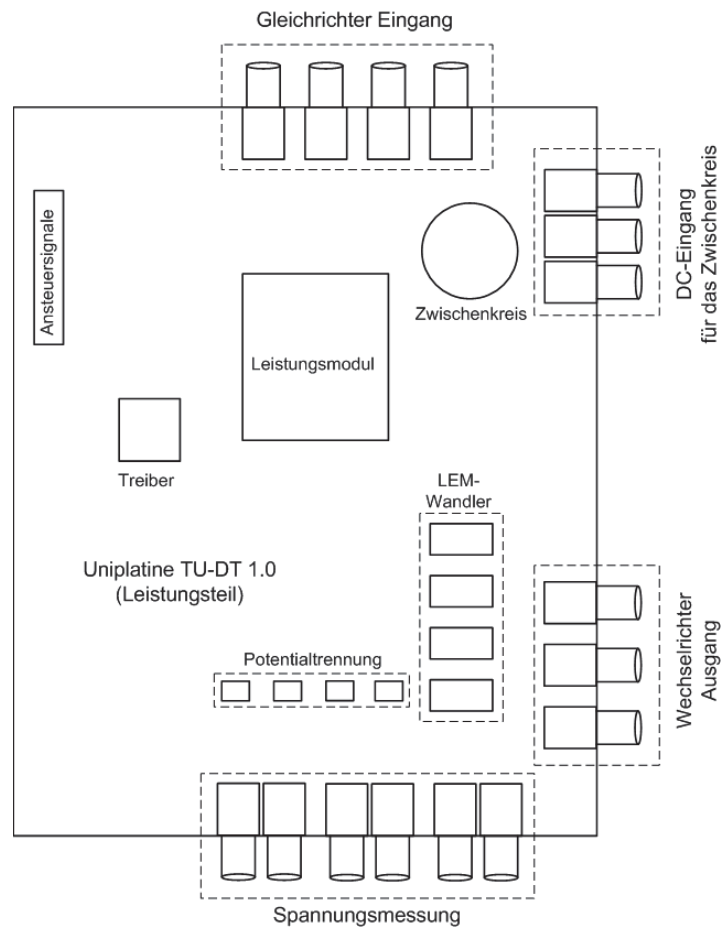


Abb. 2.3 : Leistungsteil der Uniplatine

Spannungsversorgung

Als Spannungsversorgung wird in der Arbeit ein Trenntransformator verwendet. Die Schaltgruppe ist eine Stern-Dreieck Schaltung. Der Eingang des Transformators ist mit dem Stromnetz angeschlossen. Der Transformatorausgang ist mit dem Gleichrichter angeschlossen, um die Zwischenkreis zu versorgen. Das Übersetzungsverhältnis des Trenntransformators beträgt $1:\sqrt{3}$. Zum Schutz der Hardware ist die Ausgangsspannung auf 150 V begrenzt. Aus Sicherheitsgründen wird bei Testen ein DC-Netzteil mit einer Spannungs bis zu maximal 60 V verwendet.

Messfilter

Um die Ausgangsspannungen aus dem Wechselrichter sauber zu messen wird ein dreiphasiger RC-Tiefpass Filter (Abb.2.1) aus R_F (4,7kOhm) und C_F (47nF) verwendet. Um große Stromrippel zu vermeiden werden drei Drosseln L_F mit einer Induktivität von jeweils 1,5 mH eingesetzt. Die maximalen Ströme die durch die Drosseln L_F fließen können sind auf 25 A begrenzt bei Zwischenkreisspannung von 350V.

Verbraucher

Als Verbraucher werden drei Widerstände und Drosseln verwendet und in Sternschaltung verschaltet (Abb. 2.1). Die Widerstände haben einen jeweiligen Widerstand von 6,7 Ohm. Über diese darf maximal eine Spannung von 320 V anliegen und maximaler Strom von 16 A fließen. Die Drosseln haben jeweils eine Induktivität von 40 μ H. Die maximale Spannung beträgt 440 V und der maximale Strom 96 A.

Messgeräte

Um die Messungen grafisch darzustellen wird ein Oszilloskop verwendet. Um die Spannung zu messen wird ein Spannungsteilkopf benötigt. Für die Strommessung wird eine Stromzange verwendet. Um die Regelung zu testen wird ein RMS-Multimeter verwendet.

2.3 Software²

DAvE

DAvE (Digital Application virtual Engineer) ist ein Übersetzungsprogramm von Infineon Technologies, welches speziell für Mikrocontroller entwickelt wurde. Mit DAvE lassen sich Einstellungen aller auf dem Chip befindlichen Peripherie und Interrupt Controller per Benutzerdialog vornehmen. Daraus erstellt DAvE ein C-Code.

² Vgl. [2]

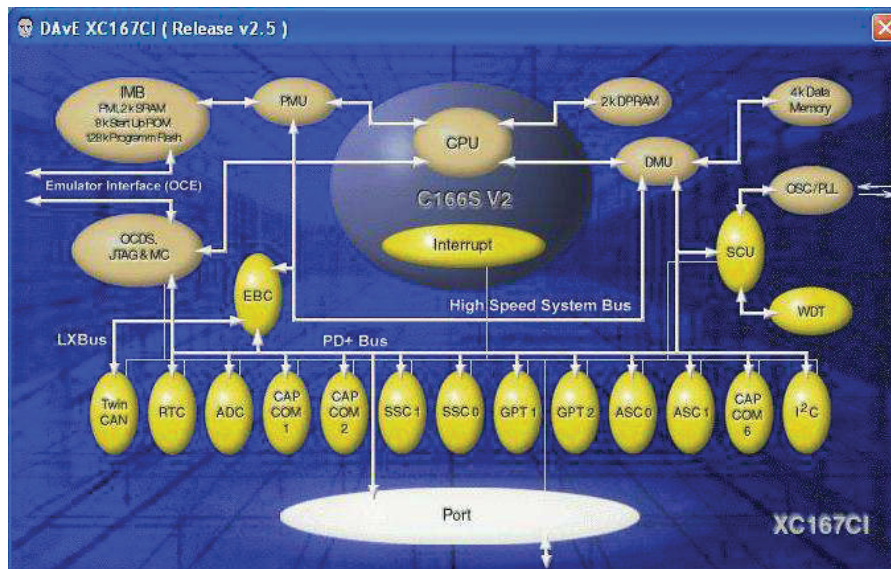


Abb. 2.4 : Einstellungsoberfläche von DAVe

Keil μ Vision 3

Keil μ Vision 3 erstellt das Maschinencode-Programm und wandelt die C-Datei in für den Mikrocontroller verständliche Sprache (HEX-Datei) um. Dazu verwendet es als Grundlage die von DAVe erzeugten Dateien, die das Rahmenprogramm bilden. Dieses kann nun verändert werden, bzw. Programmteile können hinzugefügt werden.

Infineon Memtool 4

Das Infineon Memtool stellt die Verbindung zum Mikrocontroller her und schreibt den Maschinencode in den Flashspeicher.

LD166

Das Lader Programm LD166 dient zur Erstellung einer Variablenlisten und verknüpft die dazugehörigen physikalischen Adressen mit den Variablen Namen. Dies erlaubt Einsicht in das Nutzerprogramm, während es auf dem Microcontroller aktiv ist.

Sibmon

Sibmon ist ein Monitorprogramm. Über Sibmon können die Variablen, die in Programmcode geschrieben wurden, quasi in Echtzeit angezeigt oder verändert werden. Außerdem können die Variablen auch grafisch dargestellt werden. Weiterhin hat Sibmon noch viele weitere nützliche Funktionen, mit denen die Benutzer sehr bequem arbeiten können.

Anzeige					
Eingabe Grafik Visualisierung					
Adr.	Name	Normierung	Dst.	Anzeigewert	Bemerkung
1					*****Zustand*****
2					
3					
4	\$FA8A ADC_CH	D		2	ADC_Channel
5	\$FAB0 fpstate	D		0	Pulsfrequenz auswählen (0~10kHz 1~16kHz)
6	\$F9CA Einschalten	D		0	Anlage Ein/Ausschalten
7					
8					
9					*****ADC_Wert*****
10					
11	\$FA76 ADW	D		24597	ADC_Wert mit Channel Info
12	\$FAB0 ADC_RESULT	D		0	ADC_Wert ohne Channel Info (untersten 10Bits)
13	\$FAB0 ADC_RESULT[0]	D		1	Poti 1
14	\$FAB0 ADC_RESULT[1]	D		200	Poti 2
15	\$FA90 ADC_RESULT[2]	D		519	i3 (Strangstrom_W)
16	\$FA92 ADC_RESULT[3]	D		519	i2 (Strangstrom_V)
17	\$FA94 ADC_RESULT[4]	D		518	i1 (Strangstrom_U)
18	\$FA96 ADC_RESULT[5]	D		519	iz (Zwischenkreis Strom)
19	\$FA98 ADC_RESULT[6]	D		22	Uz (Zwischenkreis Spannung)
20	\$FA9A ADC_RESULT[7]	D		527	U1 (Strangspannung_U)
21	\$FA9C ADC_RESULT[8]	D		528	U3 (Strangspannung_W)
22	\$FA9E ADC_RESULT[9]	D		527	U2 (Strangspannung_V)
23					
24					
25					*****PwM*****
26					
27	\$FA16 amp	D		32	Amplitude aus Poti 1
28	\$FA2C Amplitude	D		0	Normierte Amplitude auf ZK~200V (für gleichspannungsquelle auf 50V)
29					
30					
31	\$FA0C fa	D		50	Grundfrequenz Einstellung 1 bis 250 Hz(Poti 2)
32					
33	\$FA26 delta_phi[0]	D		326	Winkel Änderung bei 10kHz (fpstate = 0)
34	\$FA28 delta_phi[1]	D		0	Winkel Änderung bei 16kHz (fpstate = 1)
35					
36	\$FA52 phiel[0]	D		9855	Spannungswinkel bei 10kHz
37	\$FA54 phiel[1]	D		0	Spannungswinkel bei 16kHz
38					
39	\$FA1A tab[0]	D		746	Sintab Position
40	\$FA1C tab[1]	D		557	
41	\$FA1E tab[2]	D		369	
42					
43	\$FA56 sinwert[0]	D		29268	Sinuswert (Aus Tabelle)
44	\$FA58 sinwert[1]	D		-1608	
45	\$FA5A sinwert[2]	D		-30643	
46					
47	\$F906 PER	D		3999	Periode
48					
49	\$FA04 comp_temp	D		0	(amplitude*Periode/2)>15
50					
51	\$F9EE comp_wert[0]	D		1999	compare_wert
52	\$F9F0 comp_wert[1]	D		1999	
53					
Ports Einschalten Grafikinit Memory Datenlogger					

Abb. 2.5 : Arbeitsoberfläche in Sibmon

3 Theoretische Grundlagen

3.1 Koordinatentransformationen der Systemgrößen³

3.1.1 Clarke-Transformation

Die Clarke Transformation ermöglicht es, die Systemgrößen eines dreiphasigen Drehstromsystem (U-V-W) auf das modale Koordinatensystem (α - β -0) transformieren. Die Transformation wird in der Regelstruktur mit dem Block 3-2-Wandler beschrieben. Exemplarisch werden die gemessenen Strangspannungen u_U , u_V , u_W betrachtet.

Die Strangspannungsmomentanwerte werden als rotierende Raumvektoren wie folgt beschrieben:

$$\vec{u_U} = \hat{u} \cdot \sin \omega t \quad (3.1)$$

$$\vec{u_V} = \hat{u} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3.2)$$

$$\vec{u_W} = \hat{u} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \quad (3.3)$$

Durch den 3-2-Wandler können die Systemgrößen auf eine komplexe Ebene gewandelt werden (Abb.3.1). Die Transformation wird nach Gleichung 3.4 beschrieben.

$$\begin{bmatrix} \underline{u_\alpha} \\ \underline{u_\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{u_U} \\ \underline{u_V} \\ \underline{u_W} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Der Messpunkt am Messfilter ist mit Sternschaltung beschaltet und gibt es kein Nullleiter. Die Nullkomponente der Systemgröße wird berechnet nach Gleichung 3.5:

$$u_0 = \frac{1}{3} \cdot \sum_{\mu=1}^3 u_\mu \quad (\mu = U, V, W) \quad (3.5)$$

Wegen der Transformation wird die Nullkomponente entfernt.

³ Vgl. [3]

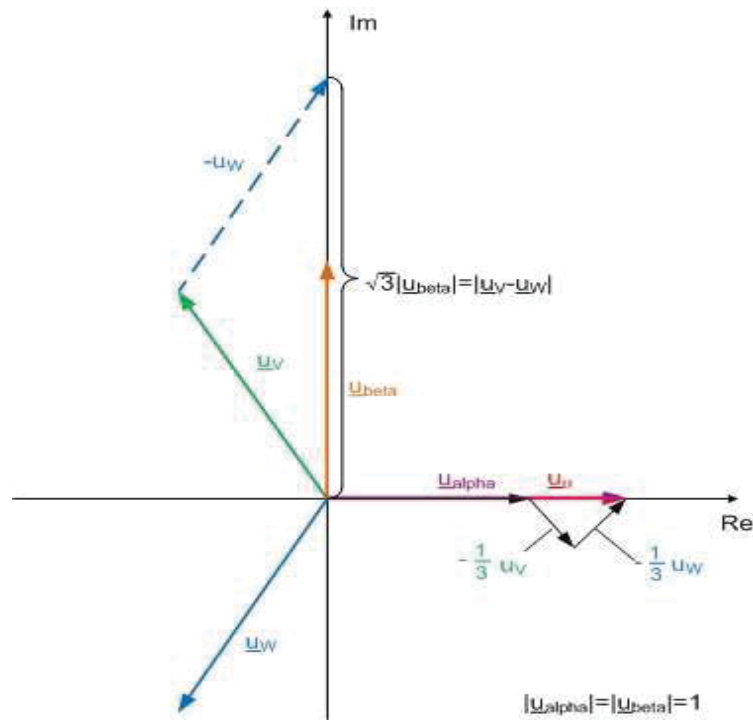


Abb. 3.1 : Beispiel einer Clarke Transformation

Nach der Transformation können die Systemgrößen weiter mit dem K-P-Wandler oder dem Vektordreher verwendet werden.

3.1.2 Kartesisch-Polar-Transformation

Nach Clarke-Transformation ist die Spannung als Raumvektor zu beschreiben:

$$\vec{u} = u_{\alpha} + j u_{\beta} \quad (3.6)$$

Der Raumvektor dreht sich in einem Bezugskordinatesystem mit dem Winkel φ_u . Nach der Kartesisch-Polar-Transformation ist der Raumvektor nach Gleichung 3.7 beschreiben:

$$\vec{u} = |\vec{u}| \cdot e^{j\varphi_u} \quad (3.7)$$

Die Transformation wird in der Regelstruktur als K-P-Wandler beschrieben. Der Wandler kann den Betrag und den Drehwinkel von den Systemgrößen berechnen.

3.1.3 Park-Transformation

Die Park-Transformation wandelt die sinusförmigen Größen u_{α} , u_{β} auf gleich Größen u_d , u_q (negativer Vektordreher) oder umgekehrt (positiver Vektordreher). Diese wird in der Regelstruktur als Vektordreher beschrieben. Die Abb.3.2 zeigt die Funktionsweise eines Vektordrehers. Winkel φ ist der Spannungswinkel und Winkel α ist der Winkel zwischen d- und q-Komponenten. In der Regelung sollt Winkel α auf 0° geregelt werden. Der positive Vektordreher wird mit Gleichung 3.8 und 3.9 beschrieben:

$$u_{\alpha} = u_d \cdot \cos \varphi - u_q \cdot \sin \varphi \quad (3.8)$$

$$u_{\beta} = u_d \cdot \sin \varphi + u_q \cdot \cos \varphi \quad (3.9)$$

Der negative Vektordreher wird mit Gleichung 3.10 und 3.11 beschrieben.

$$u_d = u_{\alpha} \cdot \cos \varphi + u_{\beta} \cdot \sin \varphi \quad (3.10)$$

$$u_q = u_{\beta} \cdot \cos \varphi - u_{\alpha} \cdot \sin \varphi \quad (3.11)$$

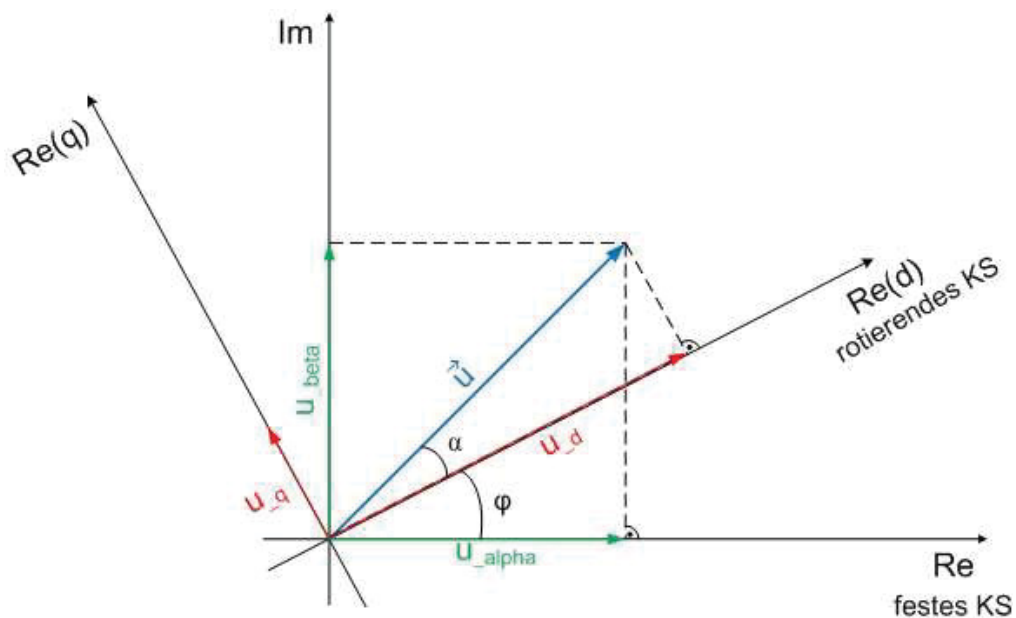


Abb. 3.2 : Funktionsweise einer Park-Transformation

3.2 Regelungsstruktur für dreiphasige Spannungsregelung

Um die in Inselnetzen auftretende Probleme zu beseitigen ist das Regelungskonzept nach zwei Anforderungen zu entwickeln.

- Eine Spannungsregelung sorgt für die Schaltung einer Spannung mit Korrekten Amplitude und Frequenz, auch bei Zuschaltung von Lasten.
- Eine Stromregelung sorgt für die Strombegrenzung und begrenzt die Spannungsregelung, damit bei Überstrom der Spannungswert realisiert wird.

Das Regelungskonzept ist Abb.3.3 grafisch dargestellt.

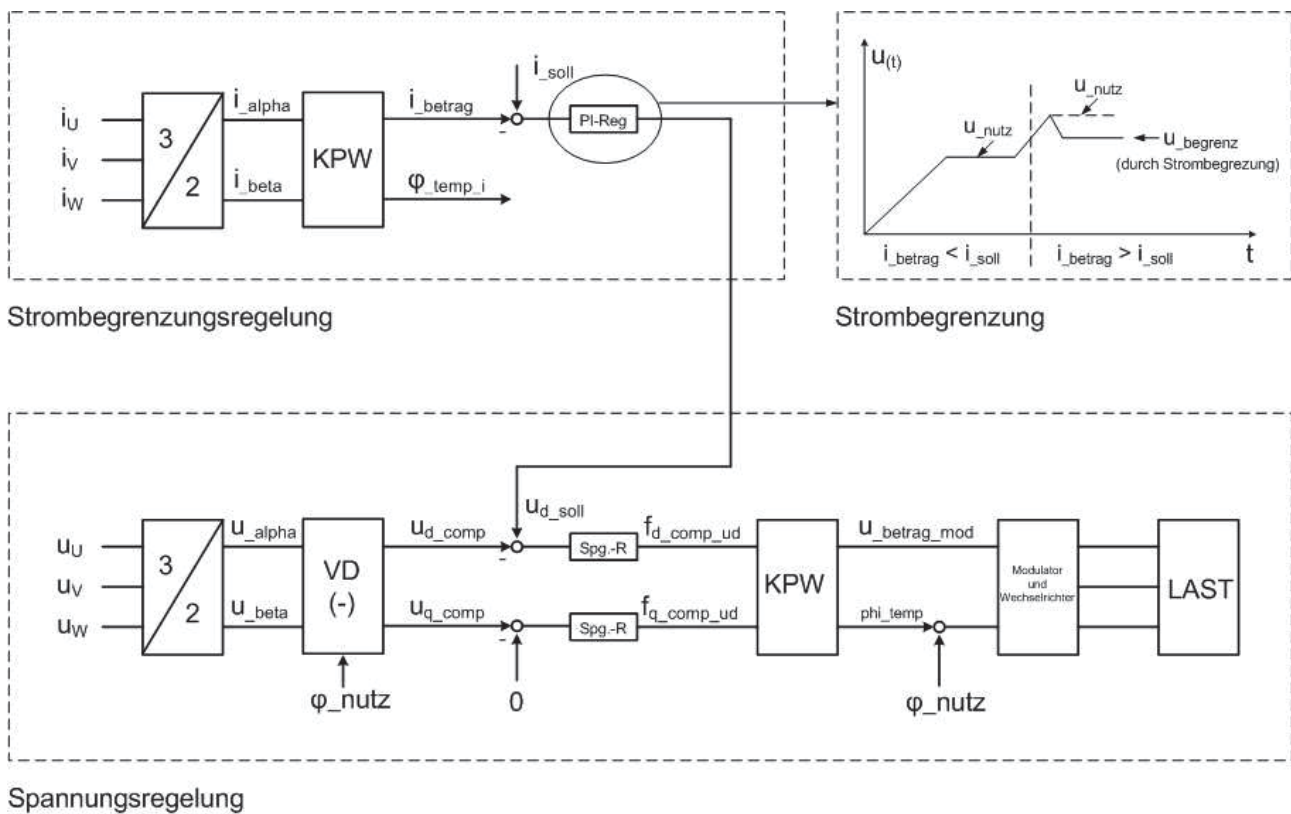


Abb. 3.3 : Regelungskonzept für die 3-Phasige Spannungsregelung mit Strombegrenzung

3.2.1 Spannungsregelung

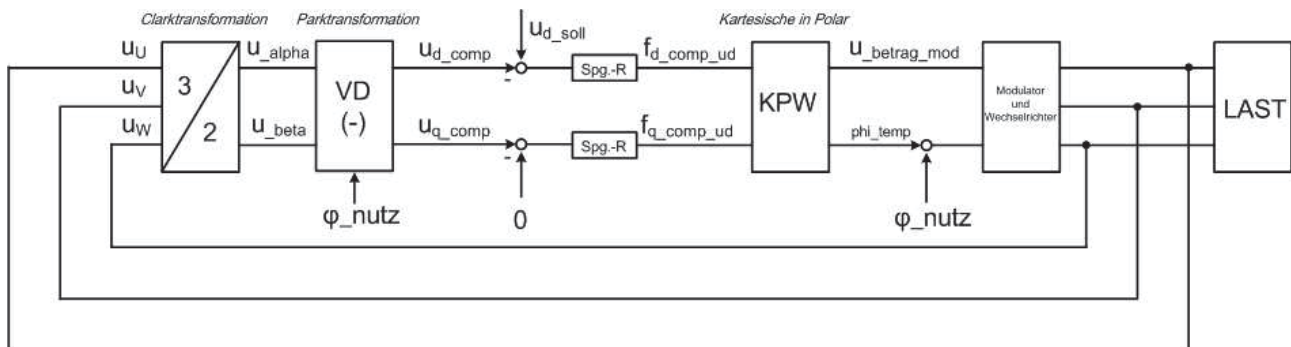


Abb. 3.4 : Regelungsstruktur für die 3-Phasige Spannungsregelung

Die Abb.3.4 zeigt die Regelungsstruktur für die Spannungsregelung. In der klassischen Regelungstechnik werden die Wechselgrößen (gemessenen Spannungen und Ströme) auf Gleichgrößen (d-Komponenten und q-Komponenten) transformiert um diese zu regeln. Dazu sind 3-2-Wandler (Clarke-Transformation) und Vektordreher (Park-Transformation) notwendig. Nach der Regelung ist ein K-P-Wandler (Kartesisch-Polar-Transformation) benötigt um die Amplitude und Winkel der Spannungen für den Modulator weiterzugeben.

Die Spannungen (u_U , u_V und u_W) werden zuerst auf der Lastenseite gemessen und durch 3-2-Wandler in α - β -Koordinaten transformiert. Die transformierten Größen u_{α} und u_{β} sind drehenden Komponenten. Um die Spannungsregelung zu realisieren wird ein Vektordreher (-) verwendet. Der Vektordreher (-) transformiert die drehenden Komponenten u_{α} und u_{β} auf die Gleichkomponenten u_{d_comp} und u_{q_comp} . Um die vorhandene Phasenfehler zwischen den Spannungswert und Spannungswert zu korrigieren muss die Blindkomponente u_{q_comp} auf 0 geregelt werden. Der Sollwert u_{d_soll} für die Wirkkomponente u_{d_comp} ist durch eine Strombegrenzungsregelung gegeben. Dann werden zwei PI-Regler für jeweilige Komponenten eingesetzt. Nach der Regelung werden die Amplitude u_{betrag_mod} und Winkelkorrektur ϕ_temp der Spannungen durch den K-P-Wandler nachgerechnet. Die Amplitude u_{betrag_mod} wird direkt auf den Modulator gegeben und die Winkelkorrektur wird mit einem durch den Benutzer definierten Winkel addiert und an den Modulator weitergegeben. Der Modulator erzeugt PWM Signale für den Wechselrichter. Der Wechselrichter dient zur Erzeugung der geregelten Spannungen.

3.2.2 Strombegrenzungsregelung

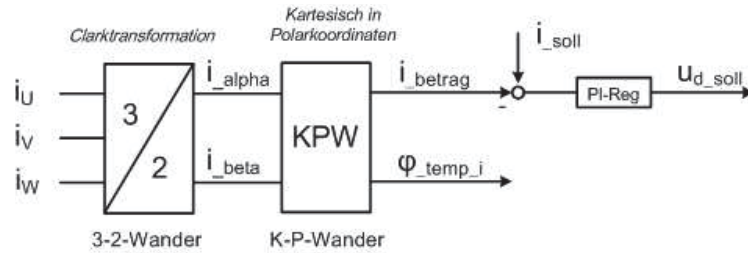


Abb. 3.5 : Regelungsstruktur für die Strombegrenzungsregelung

Die Ströme i_U , i_V und i_W werden ebenfalls auf der Lastenseite gemessen und auf i_{α} und i_{β} transformiert. Dann werden die beiden transformierten Größen durch den K-P-Wandler in den Strombetrag i_{betrag} und den Phasenwinkel φ_{temp_i} umgerechnet. Der Betrag ist gleich dem Spitzenwert von Strom \hat{i} , der als Stromistwert für den Regler verwendet wird. Der Stromsollwert i_{soll} ist der vom Benutzer definierte Strombegrenzungswert und wird durch Software (Sibmon) eingegeben. Danach wird ein PI-Regler verwendet. Der Ausgang des PI-Reglers ist der Spannungssollwert für die Wirkkomponente u_{d_comp} .

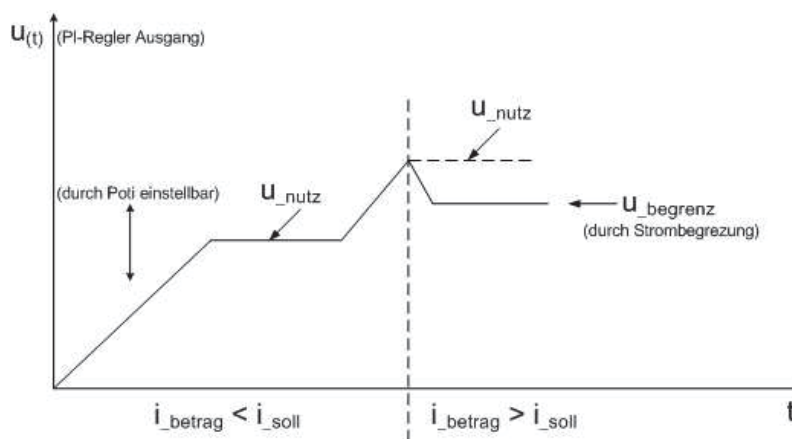


Abb. 3.6 : Funktionsweise der Strombegrenzungsregelung

Die Abb.3.6 zeigt die Theoretische Funktionsweise der Strombegrenzungsregelung. In dieser Arbeit ist die von Benutzer definierte Spannung u_{nutz} durch ein Potentiometer vorgegeben, d.h. die maximale Spannungsamplitude ist durch das Potentiometer manuell eingestellt. Beim drehen des Potentiometer steigen die Spannungen an, was ein Ansteigen der Ströme zur Folge hat. Wenn i_{betrag} kleiner ist als i_{soll} dann versucht der Regler die Spannung auf die vorgegebene Spannung zu

regeln und diese als Sollwert für die Wirkkomponente u_{d_comp} weiterzugeben. Falls die Spannungen weiter steigen und der Strombetrag größer als der begrenzte Stromsollwert ist, dann beginnt der PI-Regler den Spannungssollwert auf einen von der Strombegrenzung bezogenen Spannungswert $u_{begrenz}$ zu regeln. Bei weiter hochdrehen des Potentiometers steigt die Spannungen nicht mehr weiter sondern verbleibt auf einem begrenzten Wert, dabei werden die Ströme begrenzt. Im Praktisch reagiert die Stromregelung so schnell damit wenig Spitzförmigen Übergang (im Abb.3.6) zu sehen.

3.3 Pulsweitenmodulation (PWM)

Die Pulsweitenmodulation (auch als Unterschwingungsverfahren bezeichnet) wandelt ein analoges Signal in digitales Signal. Das Tastverhältnis (t/T , Einschaltdauer/Gesamtperiode) des digitalen Signals ist proportional zur analogen Eingangsspannung (Referenzspannung)⁴. Durch Einstellung der Referenzspannung können die IGBTs durch gewandelte digitale Signale angesteuert werden, dabei wird die Ausgangsspannung generiert.

In dieser Arbeit werden drei um 120° phasenverschobene Sinusspannungen mit einer von einem Mikrocontroller erzeugten Sägezahnspannungen (oder Dreiecksspannung) verglichen, der Ausgang bildet dabei ein Drehstromsystem. Abb.3.7 zeigt die erzeugten PWM-Signale für einen Strang des Drehstromsystems. Die positiven und negativen PWM-Signale sind die Ansteuersignale für einen Leistungsschalterstrang (vgl. Abb.2.1 U_+ , U_- usw.). Wenn die Leistungsschalter in einen Schalterstrang gleichzeitig eingeschaltet werden, wird der Zwischenkreis kurzgeschlossen. Um einen Kurzschluss des Zwischenkreises zu vermeiden wird zwischen positivem und negativem PWM-Signal eine Verriegelungszeit, die von der Dead Time Control erzeugt wird, gebildet.

⁴ Vgl. [4] s.442

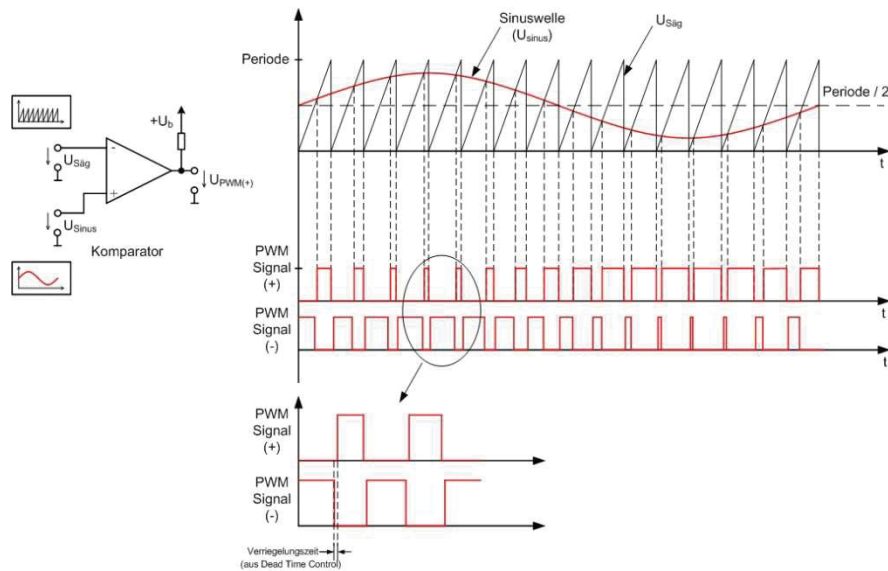


Abb. 3.7 : Sinusförmige Pulsweitenmodulation

3.4 Regler Dimensionierung

In Kapitel 3.2.2 ist ein PI-Regler für die Stromregelung verwendet. Aus der Regelungstechnik ist die in Abb.3.8 dargestellte allgemeine Regelungsstruktur bekannt.

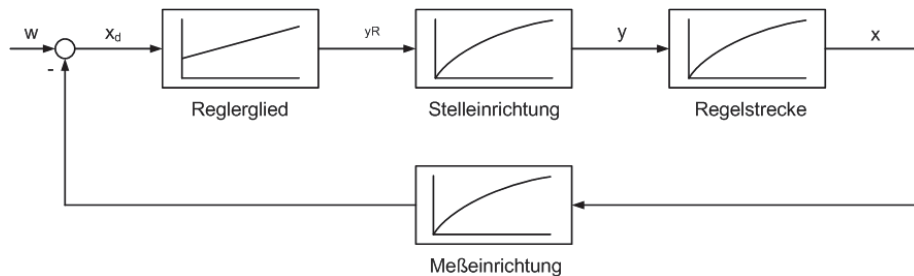


Abb. 3.8 : Regelungsstruktur

w ist die Führungsgröße, die gleichzeitig den Sollwert des Regelkreises darstellt. Die Führungsgrößen w wird mit Messgröße x subtrahiert, woraus sich die Regelabweichung x_d ergibt. Diese bildet die Eingangsgröße für den Regler. Der Regler verstärkt die Regelabweichung und erzeugt die Ausgangsgröße y_R . Diese wird weiter die Stelleinrichtung gegeben. Die Ausgangsgröße y der Stelleinrichtung wirkt auf die Regelstrecke, um die Regelung zu realisieren. Der Istwert x wird

nach der Messeinrichtung wieder mit dem Sollwert w bilanziert und bildet einen geschlossenen Regelkreis.⁵

Die resultierende Regelstruktur mit Stromregelung ist in Abb.3.9 dargestellt.

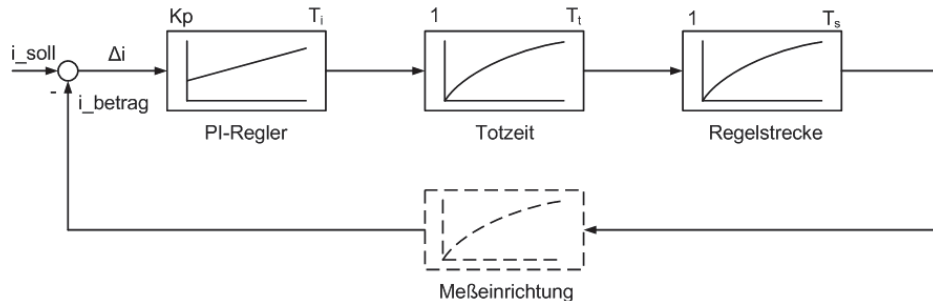


Abb. 3.9 : Regelstruktur der Strombegrenzregelung

Die Gesamtübertragungsfunktion besteht aus der Übertragungsfunktion des PI-Reglers, ein durch die Pulsfrequenz bedingtes Totzeitglied und die Übertragungsfunktion der Regelstrecke. Da die Verzögerung von Messeinrichtung eine deutlich kleiner als die Totzeit des Interrupt ist, kann die Übertragungsfunktion der Messeinrichtung vernachlässigbar.

Um die Stromdifferenz Δi auf 0 zu regeln ist ein PI-Regler zu verwenden. Die Übertragungsfunktion von PI-Regler lautet:

$$G_R(p) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{pT_i}\right) \quad (3.12)$$

Wenn die Totzeit T_t klein gegenüber Integrierzeitkonstanten T_i ist kann ein Verzögerungsglied ersetzt werden. Die Reihenentwicklung der Exponentialfunktion wird für das Totzeitelement nach dem ersten Glied approximiert⁶.

$$G_t(p) = k_{p(ges)} \cdot e^{-pT_t} = \frac{1}{1+p \cdot \frac{T_t}{1!} + \frac{(p \cdot T_t)^2}{2!} + \dots} \approx k_{p(ges)} \cdot \frac{1}{1+p \cdot T_t} \quad (3.13)$$

Wenn die Regelstrecke auf Gleichkomponente der Grundwelle betrachten kann die Regelstrecke in zeit Bereich ($p = j\omega$) nach Gleichung 3.14 beschrieben.

⁵ Vgl. [5] s.23

⁶ Vgl. [5] s.445

$$\underline{u}_{Mess}(p) = \underline{i}(p) \cdot R + \underline{i}(p) \cdot p \cdot L \quad (3.14)$$

R ist der Gesamtwiderstand und L ist die Gesamtinduktivität der Regelstrecke. \underline{u}_{Mess} ist die gemessene Spannung, die für die Stromregelung als Eingangsgröße gekennzeichnet wird. $\underline{i}(p)$ ist der Laststrom, der als Ausgangsgröße der Stromregelung gekennzeichnet wird. Der Strom $\underline{i}(p)$ kann nach Gleichung 3.15 beschrieben werden.

$$\underline{i}(p) = i_d(p) + j \cdot i_q(p) \quad (3.15)$$

Die Übertragungsfunktion für die Regelstrecke ist gleich:

$$G_s(p) = \frac{\text{Ausgangsgröße}}{\text{Eingangsgröße}} = \frac{\underline{i}(p)}{\underline{u}_{Mess}(p)} = \frac{1}{R+p \cdot L} \quad (3.16)$$

Die Verzögerungszeit T_s zwischen L und R ist gleich:

$$T_s = \frac{L}{R} \quad (3.17)$$

Setzt die Gleichung 3.17 in der Gleichung 3.16 wird die Übertragungsfunktion für die Regelstrecke nach Gleichung 3.18 beschrieben.

$$G_s(p) = \frac{1}{R \cdot (1+p \cdot T_s)} \quad (3.18)$$

Die Gesamtübertragungsfunktion für einen offenen Regelkreis lautet:

$$G_o(p) = G_R(p) \cdot G_t(p) \cdot G_s(p) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{pT_i}\right) \cdot \frac{1}{1+p \cdot T_t} \cdot \frac{1}{R \cdot (1+p \cdot T_s)} \quad (3.19)$$

Um eine Rückführung von dem Regelkreis anzuschließen muss die Übertragungsfunktion der offenen Kette durch das Betragsoptimum vorgenommen werden. Die Übertragungsfunktion für das Betragsoptimum lautet⁷:

⁷ Vgl. [5] s.442

$$G_{GS} = \frac{1}{1+2 \cdot T_E \cdot p + 2 \cdot T_E^2 \cdot p^2} \quad (3.20)$$

Die Beziehung zwischen ein offenen Kette und ein geschlossenen Kette lautet:

$$G_{gs}(p) = \frac{G_o(p)}{1+G_o(p)} \quad (3.21)$$

Die Regelkonstante der PI-Regler T_i wird auf $T_i = T_s$ gesetzt um die Zeitkonstante T_s zu kompensieren.

$$G_o(p) = \frac{k_p \cdot (1+p \cdot T_i)}{p \cdot T_i} \cdot \frac{1}{1+p \cdot T_t} \cdot \frac{1}{R \cdot (1+p \cdot T_s)} = \frac{k_p}{p \cdot T_i \cdot R \cdot (1+p \cdot T_t)} \quad (3.22)$$

Setzt man die Gleichung 3.22 in der Gleichung 3.21 ein, ergibt sich:

$$G_{gs}(p) = \frac{k_p}{R \cdot p \cdot T_i \cdot (1+p \cdot T_t) + k_p} \quad (3.23)$$

Vergleichen die Gleichung 3.23 mit der Gleichung 3.20 werden die Regelparameter gerechnet⁸.

$$T_i = T_s; \quad k_p = \frac{R \cdot T_i}{2 \cdot T_t}; \quad k_i = \frac{R}{2} \quad (3.24)$$

Der Regelparameter werden nachgerechnet und weiter der Regler geben, um die Regelung durchgeführt.

3.5 Einphasige Spannungsregelung

Um eine Einphasige Spannungsregelung durchzuführen wird die Schaltung nach Abb.3.10 realisiert.

⁸ Vgl. [6]

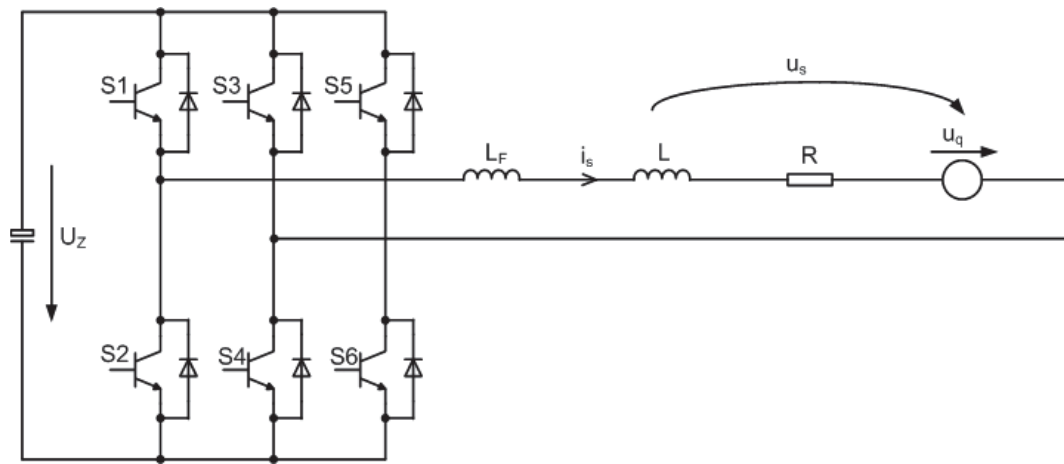


Abb. 3.10 : Schaltung für einphasige Spannungsregelung

Wenn die Schalter S1 und S4 eingeschaltet und die Schalter S2 und S3 ausgeschaltet werden, fließt der Laststrom i_s wie Abb.3.10 gezeichnet Richtung, dabei ist die Strangspannung u_s gleich positive Zwischenkreisspannung. Wenn der Schaltzustand kehrt um, kehrt die Strangspannungsrichtung auch um. Die Abb.3.11 zeigt die Beziehung zwischen Schaltzustände und die Strangspannung u_s .

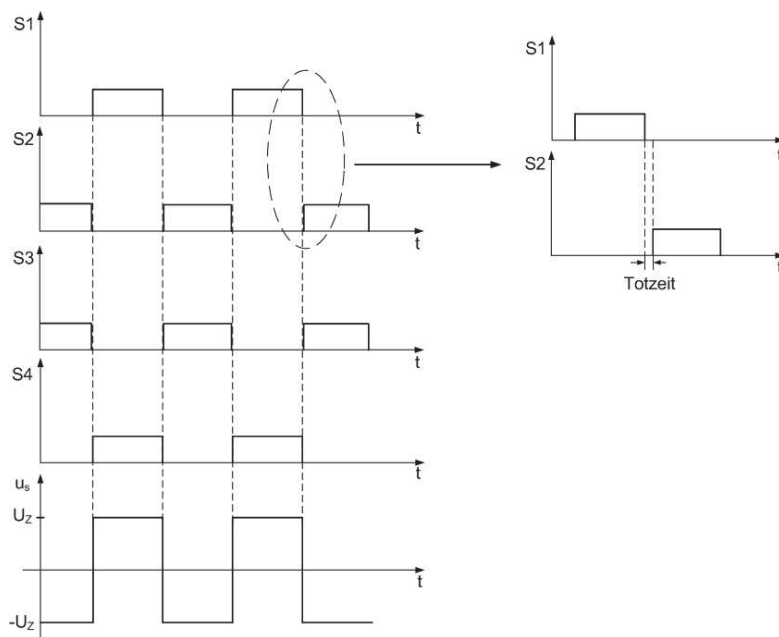


Abb. 3.11 : Strangspannung bei einphasiger Spannungsregelung

Bei der Spannungsregelung eines Einphasigen Systems werden auch der Gleichkomponenten d- und q-Komponente geregelt. Wegen der fehlenden zweiten Spannung bei Clarke-Transformation (Kapitel 3.1.1) trifft ein Problem auf, da keine β -Komponente entsteht. Um das Problem zu beseitigen wird im Praktischen die α -Komponente in einem Ringspeicher gespeichert. Die β -

Komponente wird durch das Auslesen der im Ringspeicher stehensten, 90° zurückliegenden, Werte der α -Komponente generiert. Die Vorgehensweise wird in Abb.3.12 gezeigt.

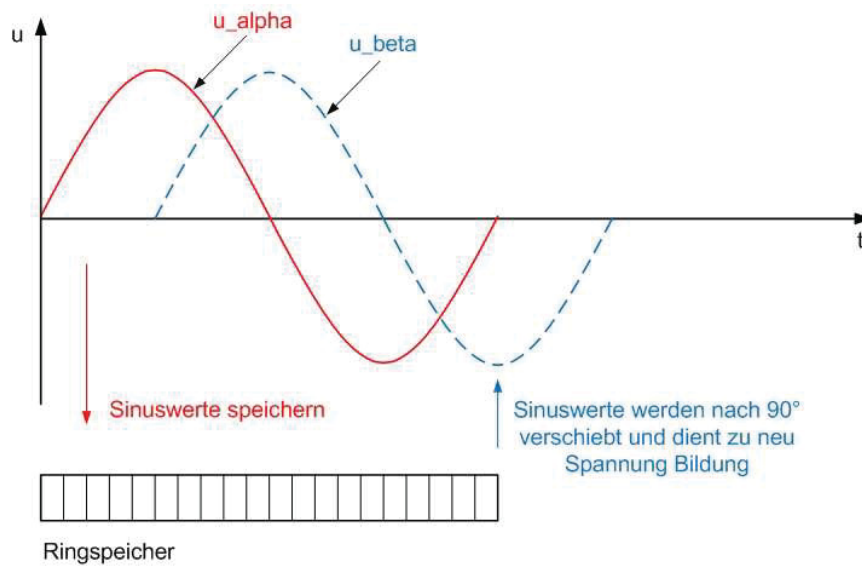


Abb. 3.12 : u_{β} bilden

Nach der β -Komponente wird die Regelung wie bei der dreiphasigen Spannungsregelung aufgebaut (Abb.3.13). Der Modulator muss extra programmiert werden um die Schaltzustände wie oben beschriebene Situation anzupassen. Dabei wird die Regelung für einphasiges System durchgeführt.

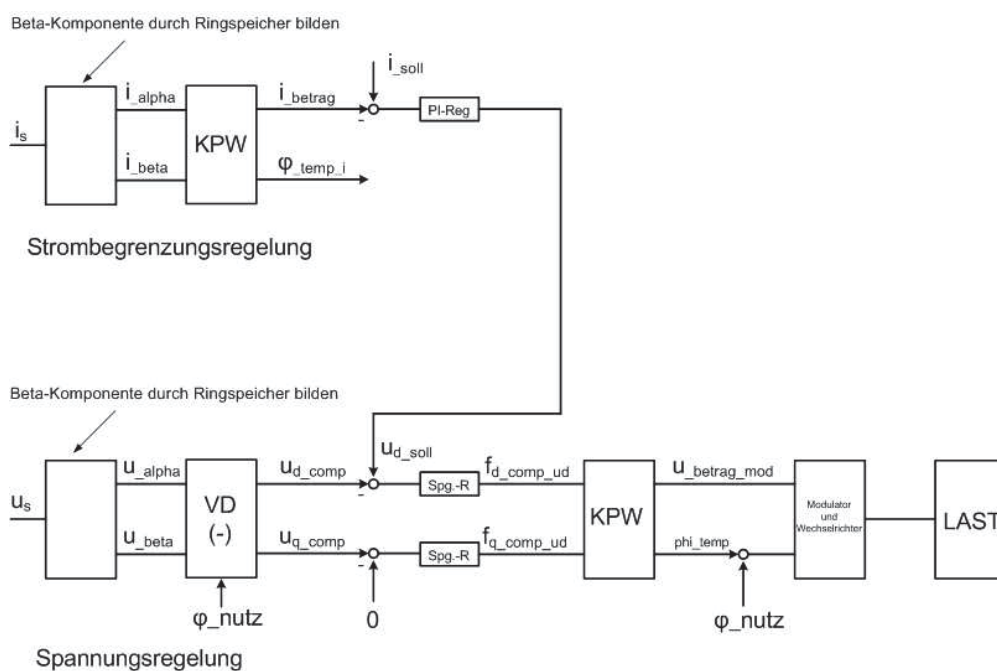


Abb. 3.13 : Regelstruktur für eine einphasige Spannungsregelung

4 Praktische Umsetzung

4.1 Messfilter

Wenn die Ausgangsspannungen direkt gemessen werden, ergeben sich die in Abb. 4.1 dargestellten Spannungen.

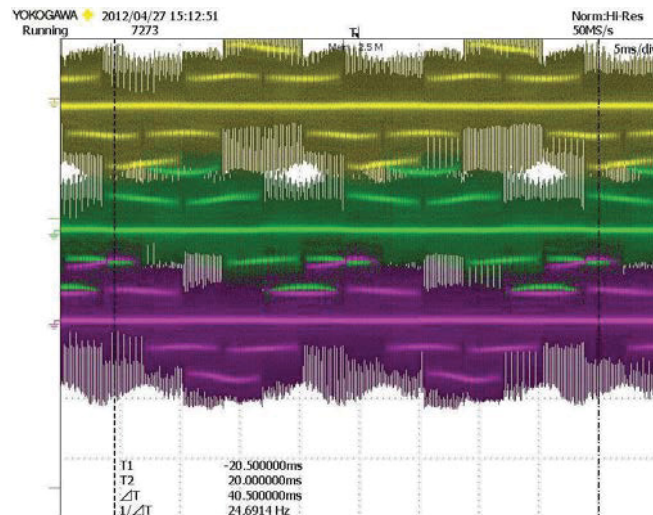


Abb. 4.1 : Messung von Ausgangsspannungen ohne Messfilter

Das von der Pulsfrequenz verursachte Rauschen ist deutlich zu erkennen. Um das Rauschen herauszufiltern wird ein dreiphasiger RC-Tiefpass Filter (1. Ordnung) verwendet. Abb.4.2 zeigt die Schaltung und bestückt Teil des Filters. Oben links in Abb.4.2 befinden sich die Spannungseingänge, die auch als Ausgänge des Filters verwendet werden. Unten rechts ist der Messpunkt (vgl. Abb.2.1). Der Messpunkt wird in Sternschaltung betrieben.

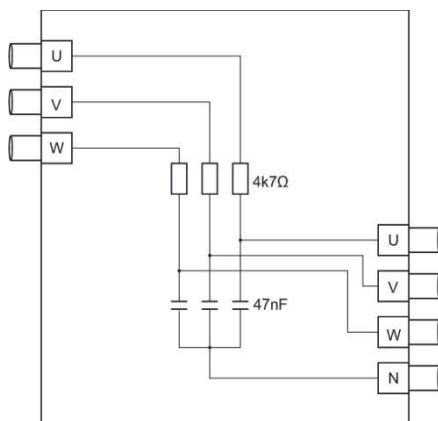
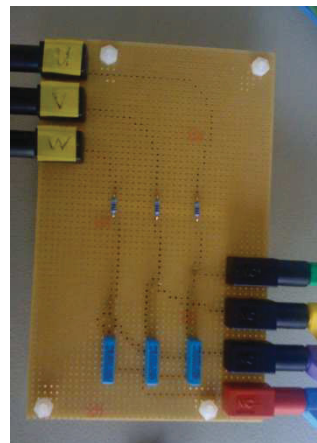


Abb. 4.2 : Messfilter



Die Zielstellung ist bei der Messung der Ausgangsspannungen (bei Grundfrequenz von 1Hz bis 250Hz) das Rauschen auszufiltern. Bei der Dimensionierung des Filters haben die Widerstände und Kondensatoren die jeweiligen Werten von 4,7 kOhm und 47 nF. Die Grenzfrequenz, die einer Dämpfung von -3 dB der maximalen Spannungsverstärkung entspricht, liegt bei:

$$f(g) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 4700 \Omega \cdot 47 nF} \approx 720 Hz \quad (4.1)$$

Die Übertragungsfunktion für einen Tiefpass erster Ordnung lautet⁹:

$$G(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (4.2)$$

Der Amplituden-Frequenzgang wird nach Gleichung 4.3 beschrieben.

$$|G(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (4.3)$$

Der Phasen-Frequenzgang wird nach Gleichung 4.4 Beschrieben.

$$\varphi(\omega) = \arctan\left(\frac{\text{Im}\{G(\omega)\}}{\text{Re}\{G(\omega)\}}\right) = -\arctan(\omega RC) \quad (4.4)$$

Um die maximale Grundfrequenz von 250Hz zu regeln, ist keine Korrektur des Phasenfehlers nötig, da dieser nur 3.1° beträgt, wie in Gleichung 4.5 zu sehen ist.

$$\varphi(\omega) = -\arctan(250 Hz \cdot 4700 \Omega \cdot 47 nF) = -3.1^\circ \quad (4.5)$$

Das Spannungsverhältnis zwischen Eingang und Ausgang lautet:

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \quad (4.6)$$

Wobei die Impedanz von Kondensator ist gleich:

⁹ Vgl. [5] s.267

$$X_C = \frac{1}{2\pi f c} \quad (4.7)$$

Bei Frequenz von 250Hz ist das Verhältnis gleich:

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = U_{in} \cdot 0,95 \quad (4.8)$$

Der Verlust¹⁰ des Messfilters beträgt 5% bei 250Hz, um die Messung präzise durchzuführen müssen die gemessene Werte mit ein Faktor von 1/0,95 multipliziert werden. Für die Messungen bei anderer Grundfrequenz muss der Faktor entsprechend neu berechnet und mit Messwert multipliziert werden.

Die Abb.4.3 zeigt die Betrachtung der Frequenz in Bode Diagramm¹¹.

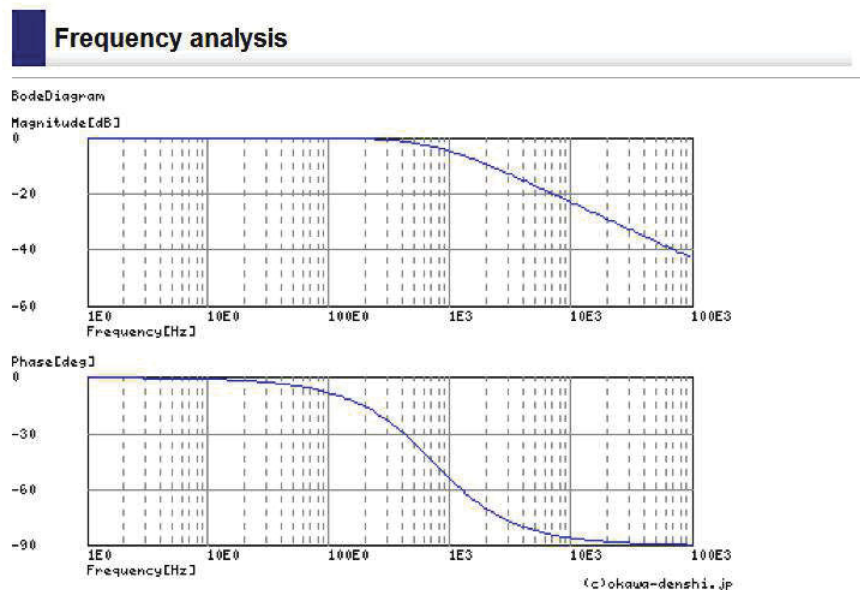


Abb. 4.3 : Bode Diagramm

Die Frequenzen, die kleiner der Grenzfrequenz sind, werden in dem Tiefpass-Filter durchlassen. Diesem Bereich wird als Pass-Band gekennzeichnet und entspricht auch die Bandbreite der

¹⁰ Vgl. [9]

¹¹ Vgl. [10]

Tiefpass-Filter (1.Ordnung). Sonstige Frequenzen werden durch Filter herausgefiltert. Der Bereich wird als Stop-Band gekennzeichnet. Die Dämpfung in diesem Bereich liegt bei 20 dB pro Dekade.

Unter Verwendung des Messfilters sind die gemessenen Spannungen nach Abb. 4.4 dargestellt.

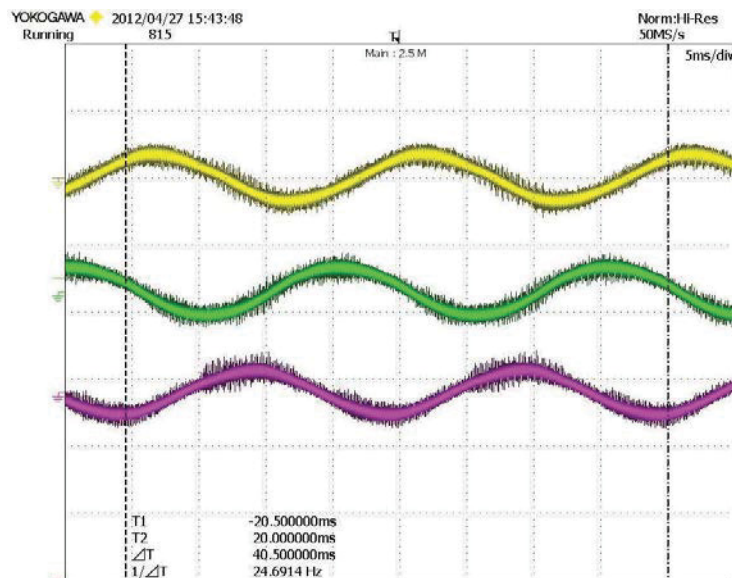


Abb. 4.4 : gefilterte Spannungen

Verglichen mit Abb.4.1 sind die Spannungsverläufe deutlich besser zu erkennen. Für die Regelung spielt der Filter deshalb eine wichtig Rolle.

4.2 Messungen und Normieren¹²

4.2.1 Zwischenkreisspannung

Mit Hilfe der Uniplatine können dreiphasige Wechselspannungen und auch Zwischenkreisspannung gemessen werden. Der Messbereich der Wechselspannung und der Zwischenkreisspannung liegt bei 400 V. Eine Messschaltung aus Platinebeschreibung für die Zwischenkreisspannung ist in Abb.4.5 dargestellt.

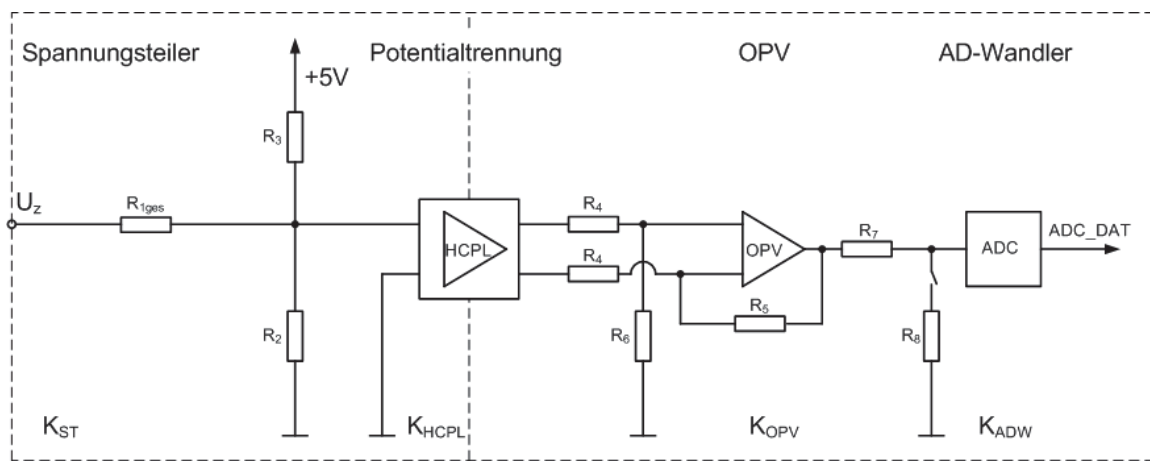


Abb. 4.5 : Messschaltung für die Zwischenkreisspannung

Die Potentialtrennung der Messschaltung erfolgt durch Optokoppler. Es wird ein Model von HCPL-7800 aus Firma Hewlett Packard eingesetzt. Die Eingangsspannungsbereich für den Optokoppler liegt bei +/- 200 mV, d.h. für die Messungen ist ein Spannungsteiler erforderlich. Das Verhältnis des Spannungsteilers beträgt 4401:1. Bei der maximalen Zwischenkreisspannung von 400 V beträgt die Eingangsspannung des Optokopplers 90 mV. Der Optokoppler hat einen festen Verstärkungsfaktor von 7,93 und bei maximaler Zwischenkreisspannung (400 V) beträgt die Ausgangsspannung der Optokoppler 0,72 V. Die Ausgangsspannung wird durch den Operationsverstärker (OPV) verstärkt und an den Analog-Digital-Wandler (ADW) weitergeben. Der AD-Wandler ist ein wichtiger Peripheriebaustein des Mikrocontrollers. Dieser wandelt analoge Signale auf digitale Signale um, die Mikrocontroller weiterverarbeiten können. Die Eingangsspannung für den ADW liegt zwischen 0 V bis 5 V. Der XC167 besitzt einen 10-bit ADW, d.h. der Digitalwertbereich des ADWs liegt zwischen 0 und 1023.

¹² Vgl. [1]

Alle gemessenen Werte müssen normiert werden damit bei der Digitalverarbeitung die Einheiten entfallen. Der Normierungsfaktor wird mit N gekennzeichnet. Die Beziehung zwischen Inkrement (ink.) und Realwert (ist_wert) bei einem 16-Bit Zahl lautet:

$$\frac{ink \cdot N}{2^{15}} = ist_wert \quad (4.9)$$

Das Inkrement ist die einheitslose Zahl, die direkt mit dem Mikrocontoller verarbeitet werden kann. Der Normierungsfaktor N wird durch die Übertragungsfaktoren, die von in Messreihe verwendeten Komponenten, wie Spannungsteiler, Optokoppler, OPV und ADW, ermittelt. Der Gesamtübertragungsfaktor der vollständigen Messreihe (Abb.4.5) lautet:

$$K_{ges} = K_{ST} \cdot K_{HCPL} \cdot K_{OPV} \cdot K_{ADW} \quad (4.10)$$

Der Übertragungsfaktor des Spannungsteilers wird nach Schaltung (Abb.4.5) berechnet:

$$K_{ST} = \frac{R_2}{R_2 + R_{1ges}(1 + \frac{R_2}{R_3})} \cdot (U_Z + 5V \cdot \frac{R_{1ges}}{R_3}) \quad (4.11)$$

Werden die Widerstandswerte $R_{1ges} = 440k\Omega$, $R_2 = 100\Omega$, $R_3 = 220k\Omega$ in die Gleichung 4.4 eingesetzt ergibt sich daraus:

$$K_{ST} = \frac{1}{4403} \cdot U_Z + \frac{10}{4403} V \quad (4.12)$$

Der Übertragungsfaktor des HCPL ist dem Datenblatt entnommen:

$$K_{HCPL} = 7,93 \quad (4.13)$$

Der Übertragungsfaktor des OPVs ist nach der Schaltung in Abb.4.5 bestimmt:

$$K_{OPV} = \frac{R_6}{R_4} = \frac{10k\Omega}{1,8k\Omega} = 5,56 \quad (4.14)$$

Für ein 10-Bit ADW mit einer Referenzspannung von 5 V ergibt sich:

$$K_{ADW} = \frac{2^{10} \text{ink.}}{5V} = \frac{1024 \text{ink.}}{5V} \approx 205 \frac{\text{ink.}}{V} \quad (4.15)$$

Das Einsetzen aller einzelnen Übertragungsfaktoren in Gleichung 4.10 ergibt sich:

$$K_{ges} = \left(\frac{1}{4403} \cdot U_Z + \frac{10}{4403} V \right) \cdot 7,93 \cdot 5,56 \cdot 205 \frac{\text{ink.}}{V} = 2 \frac{\text{ink.}}{V} \cdot U_Z + 21 \text{ink.} \quad (4.16)$$

Wenn das 21 Inkrement als Offset von Controller abzieht, bleibt der Übertragungsfaktor für die Zwischenkreisspannungsmessung.

$$K_{U_Z} = 2 \frac{\text{ink.}}{V} \quad (4.17)$$

Wird der Übertragungsfaktor auf 16 Bit erweitert dann ergibt sich daraus:

$$K_{U_Z} \cdot N_{U_Z} = 2^{15} \quad (4.18)$$

Der Normierungsfaktor für die Zwischenkreisspannung N_{U_Z} ist gleich:

$$N_{U_Z} = \frac{2^{15}}{K_{U_Z}} = 16384V \quad (4.19)$$

Mit Hilfe des Normierungsfaktors können die Werte zwischen der realen Messwert (mit Einheit) und dem Inkrementen Wert (bezogen), die in dem Monitorprogram angezeigt sind, umgerechnet werden.

4.2.2 Wechselspannungen

Bei der Messung von Wechselspannungen gilt eine ähnliche Theorie wie bei Zwischenkreisspannungsmessung. Abb.4.6 zeigt die Messschaltung für die Wechselspannungsmessungen.

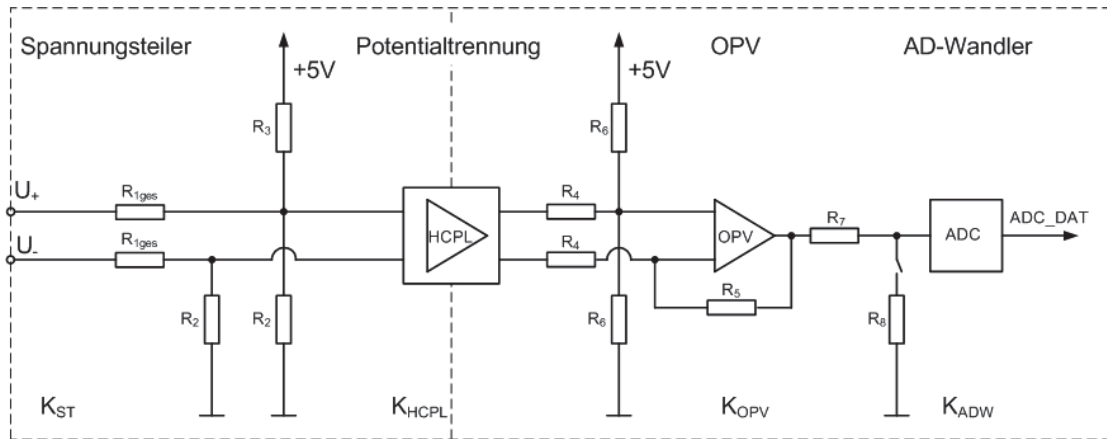


Abb. 4.6 : Messschaltung für die Wechsellspannungsmessung

Der Übertragungsfaktor des Spannungsteilers lautet:

$$K_{ST} = \frac{R_2}{R_{1ges}} = \frac{100\Omega}{440,1k\Omega} = \frac{1}{4401} \quad (4.20)$$

Der Übertragungsfaktor des HCPL ist gleich:

$$K_{HCPL} = 7,93 \quad (4.21)$$

Der Übertragungsfaktor der OPVs ist nach Schaltung (Abb.4.6) berechnet:

$$K_{OPV} = \frac{(R_4+R_5) \cdot R_6}{(R_6+2 \cdot R_4) \cdot R_4} \cdot U_{HCPL} + \frac{R_4+R_5}{R_6+2 \cdot R_4} \cdot 5V \quad (4.22)$$

Mit den Widerstandswerten $R_4=3,9k\Omega$ $R_5=10k\Omega$ $R_6=22k\Omega$ ergibt sich:

$$K_{OPV} = 2,63 \cdot U_{HCPL} + 2,33V \quad (4.23)$$

Der Übertragungsfaktor K_{ADW} wird nach Gleichung 4.15 bestimmt. Und der Gesamtübertragungsfaktor der Messreihe lautet wie folgt:

$$K_{ges} = \frac{1}{4401} \cdot 7,93 \cdot (2,63 \cdot U_{HCPL} + 2,33V) \cdot 205 \frac{ink.}{V} \approx 0,97 \frac{ink.}{V} \cdot U_{mess} + 478ink. \quad (4.24)$$

Wenn der Offset abgezogen wird, bleibt der Übertragungsfaktor von:

$$K_U = 0,97 \frac{\text{ink.}}{\text{V}} \quad (4.25)$$

Ein Vergleich der Gleichungen 4.18 und 4.19 zeigt, dass der Normierungsfaktor N_u für AC-Messung gleich 33781 V ist.

$$N_u = \frac{2^{15}}{K_u} = 33781 \text{ V} \quad (4.26)$$

4.2.3 Wechselstrom

Die Strommessung wird mit LEM-Wandler durchgeführt. Die Abb.4.7 zeigt die Messschaltung für die Strommessung.

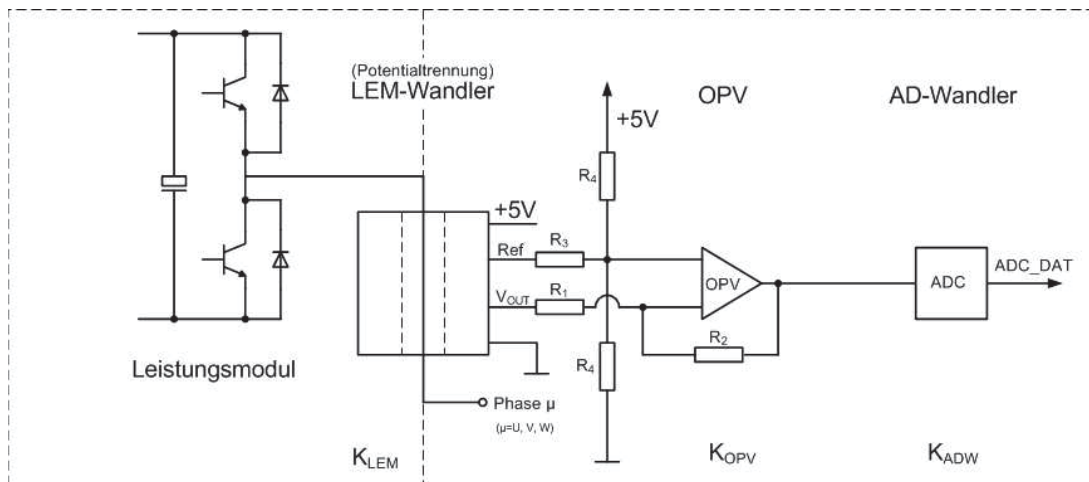


Abb. 4.7 : Messschaltung für die Wechselstrommessung

Der LEM-Wandler liegt zwischen Leistungsmodul und den Spannungsausgängen der Uniplatine. Die Messung wird durch LEM-Wandler Potential getrennt. Der Übertragungsfaktor von LEM-Wandler und OPV lautet:

$$K_{Mess} = K_{LEM} \cdot K_{OPV} \approx -0,104 \frac{\text{V}}{\text{A}} I_{Mess} + 2,5 \text{ V} \quad (4.27)$$

Der Übertragungsfaktor vom ADW ist in Gleichung 4.15 dargestellt. Somit lautet der Gesamtübertragungsfaktor:

$$K_{ges} = K_{Mess} \cdot K_{ADW} = \left(-0,104 \frac{V}{A} I_{Mess} + 2,5V \right) \cdot 205 \frac{ink.}{V} = -21,3 \frac{ink.}{A} I_{Mess} + 512 ink. \quad (4.28)$$

Wenn das Offset abgezogen wird und das Vorzeichen (durch eingesetzt OPV verursacht) korrigiert wird, bleibt der Gesamtübertragungsfaktor:

$$K_I = 21,3 \frac{ink.}{A} \quad (4.29)$$

Und der Normierungsfaktor N_I für die Strommessung bei 16Bit Zahl lautet:

$$N_I = \frac{2^{15}}{21,3 \frac{ink.}{A}} = 1538A \quad (4.30)$$

Bei der Wechselspannung- und Wechselstrommessung muss man darauf achten, das vorliegende Offset durch das Programm abzuziehen, damit die Messwerte korrekt sind. Das Vorzeichen muss auch korrigiert werden bei der Strommessung. In der Arbeit wird folgende Maßnahme genommen um das Offset abzuziehen.

- Liegen keine Spannung und Strom bei der Messeingang
- Monitorprogramm Sibmon Öffnen und AD-Wert beachten (Offsetwert)
- Im Programm der Offsetwert subtrahieren

Durch diese Methode sind die Messungen einfach durchzuführen. Nachteil ist die Messung nicht hoch präzise. Eine Verbesserungsmöglichkeit ist die Gleichanteile der Wechselspannung und Wechselstrom nachgerechnet werden und durch Programm die Gleichanteile und das fest Offset von 512 subtrahiert werden. Dabei erhöht sich die Messungsgenauigkeit.

5 Umsetzung der Regelstruktur im XC-167CI

5.1 Vorbereitung

Im Kapitel 2.2 haben die Einstellglieder sowie Potentiometer, Schalter vorgestellt. Um die Glieder für die Regelung zu verwenden, müssen alle dazu passenden Peripheriebausteine des Microcontrollers eingestellt werden und initialisiert werden. Für den Microcontroller XC-167 gibt es eine Möglichkeit, die Einstellung und Initialisierung durch das Übersetzungsprogramm DAvE zu realisieren. Die Einstellungen werden in dem Programm graphisch vorgegeben. Nach der Einstellung und Initialisierung generiert das Programm dazu passender C-Code und die Codes werden von Keil genommen. Bei Änderung in DAvE wird die Änderung in Keil gleichzeitig übernommen. Für Benutzer, die wenig Erfahrung haben, ist das Übersetzungsprogramm DAvE deshalb sehr sinnvoll. Die Einstellungen, die in dieser Arbeit verwendet werden, sind in Anhang zu sehen.

Die Software zur Verwendung der Kommunikationsschnittstelle mit dem Monitorprogramm Sibmon muss in Keil eingestellt werden, damit die Kommunikation zwischen PC und Microcontroller funktioniert. Diese Einstellung kann auch im Anhang nachgelesen werden.

Einstellglied

Nach der Einstellung und Initialisierung von DAvE können die Einstellglieder programmiert werden. Das Potentiometer hat einen Spannungsbereich von 0V bis 5V für den ADW, d.h. bei drehen von Poti zeigt eine 10-Bit Auflösung ADW den Wert von 0 bis 1023. In der Regelung liegt ein Grundfrequenzeinstellbereich von 1Hz bis 250Hz. Wenn die Einstellung durch Poti realisiert werden soll, muss der AD-Wert zweimal nach rechts geschoben werden (entspricht der AD-Wert dividiert durch 2^2). Dabei liegt der Wertebereich von 0 bis 256. Weiterhin wird eine Begrenzung im Programm gebaut um den Stellbereich von 1 bis 250 zu begrenzen.

Die Amplitude, die durch Poti eingestellt wird, hat einen Zahlbereich von 0 bis 2^{15} . Mit ähnlicher Theorie wie bei Grundfrequenzeinstellung ergibt die Verschiebung des AD-Werts fünfmal nach links (entspricht der AD-Wert multipliziert mit 2^5) den gewünschten Wert.

Der Schalter hat einen High-Zustand und einen Low-Zustand. Mit diesen zwei Zuständen können die Variablen, die auch zwei Zustände haben, programmiert werden um die Entscheidung zwischen

beide Zustände der Variablen durch Schalter zu realisieren. So kann z.B. die Anlage ein- und ausschalten werden.

5.2 Umsetzung der Pulsweitenmodulation (PWM)

5.2.1 Capture / Compare Unit 6 (CAPCOM6)

Um die PWM Signale für den Wechselrichter zu erzeugen wird der Peripheriebaustein CAPCOM6 verwendet. Der Baustein besteht aus Timer12 (T12) Block und Timer13 (T13) Block. Der T12 Block ist spezifisch für drei phasige PWM dimensioniert. Um das Drehstromsystem zu bilden wird in dieser Arbeit der T12 Block verwendet. Die Abb.5.1 zeigt ein Übersicht Diagramm von T12 Block.

Besonderheit des Timer12 Blocks¹³:

- Drei Capture/Compare Kanäle, jeder Kanal kann als Capture- oder Comparekanal verwendet werden
- Erzeugung drei phasige PWM (sechs Ausgaben, individuelle Signals für highseite und lowseite Schalter)
- 16-bit Auflösung, maximale Timer Frequenz = Taktfrequenz
- Dead Time Control für jeder Kanal
- Edge-aligned (Sägezahn) und Center-aligned (Dreiecke) Mode

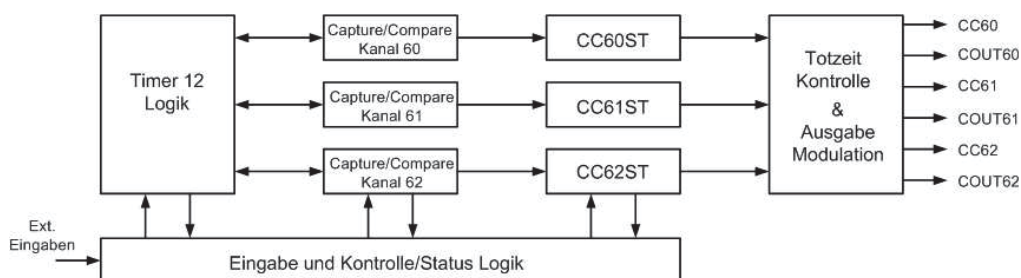


Abb. 5.1 : Timer 12 Block

Die Erzeugung des PWM Signals ist in Kapitel 3.3 beschrieben. Die Sägezahnspannungen werden durch CAPCOM6 erzeugt. Die Frequenz der T12 in dieser Arbeit ist gleich CPU Frequenz (40MHz) d.h. jeder Zählerschritt entspricht 25ns. Die Zeit, die der Timer braucht, bis eine gewünschte schrittzahl gezählt wird, wird Abtastzeit genannt. Die entspricht auch der Periodendauer eine Sägezahnspannung. Der Leistungsschalter wird in eine Abtastzeit ein- oder ausgeschaltet und dazu

¹³ Vgl. [7]

passende Frequenz wird als Pulsfrequenz (f_p) genannt. Die Frequenz, die Sinuswelle hat, ist der Grundfrequenz (f_a) und die entspricht auch die Ausgangsspannungsfrequenz.

Die Beziehungen zwischen verschiedenen Frequenz werden in Abb.5.2 dargestellt.

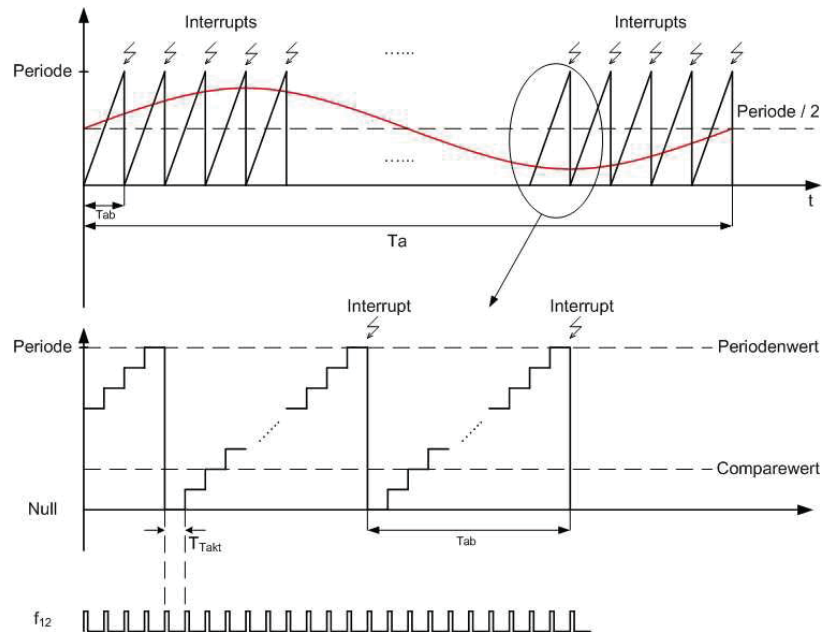


Abb. 5.2 : Beziehungen zwischen verschiedenen Frequenz

In dieser Arbeit wird die Pulsfrequenz (f_p) zwischen 10kHz und 16kHz durch Schalter S10 gewählt. Die Abtastzeit (T_{ab}) bei 10kHz ist gleich:

$$T_{ab} = \frac{1}{f_p} = \frac{1}{10kHz} = 100\mu s \quad (5.1)$$

Die Taktzeit (T_{Takt}), die ein Zählschritt entspricht, wird durch Taktfrequenz (f_{T12}) der T12 gerechnet:

$$T_{Takt} = \frac{1}{f_{T12}} = \frac{1}{40MHz} = 25ns \quad (5.2)$$

Der Zählschritt, der in eine Abtastzeit insgesamt gezählt wird, wird als Periode (PER) der Sägezahnspannung genannt. Bei der Pulsfrequenz von 10kHz ist die Periode gleich:

$$PER = \frac{T_{ab}}{T_{Takt}} = \frac{100\mu s}{25ns} = 4000 \quad (5.3)$$

In Realität wird die Periode vorgegeben und dabei die Pulsfrequenz definiert wird. Der Timer ist von 0 anfangen zu zählen, d.h. bei 4000 schritte ist die Periode für Timer12 gleich 3999. Das Interrupt wird bei maximal Periode gelöst (bei Edge-aligned-Mode) und der Comparewert in diesen Moment wird in Shadow-Register transformiert.

5.2.2 Bildung des Spannungswinkel¹⁴

In der Digitaltechnik wird Spannungswinkel durch einen Zähler realisiert. In der Arbeit wird eine Auflösung von 16-Bit Zähler verwendet, d.h. dem Spannungswinkel von -180° bis 180° entspricht der integere Wert von -32768 bis 32767. Nach einer Abtastzeit erhöht sich den Zählerwert um 1. Im Verlauf einer Grundwellenperiode zählt der Zähler einmal hoch. Die Abb.5.3 zeigt ein Spannungswinkel mit einem Offset.

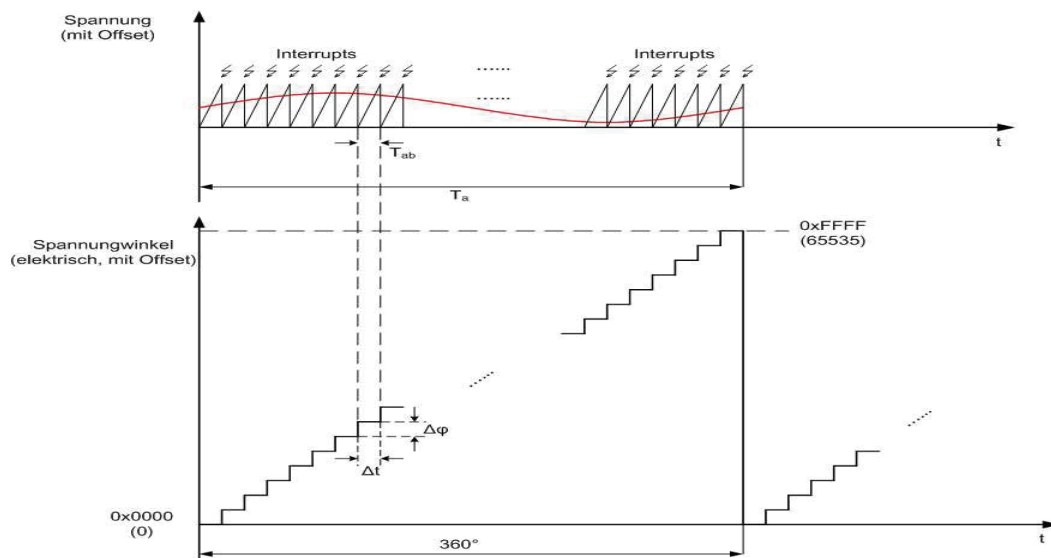


Abb. 5.3 : Bildung eines Spannungswinkels

Die Winkeländerung ($\Delta\varphi$, Winkelinkrement) ist von Pulsfrequenz (f_p) und Grundfrequenz (f_a) abhängig. Die Winkeländerung bei $f_p=10\text{kHz}$ und $f_a=50\text{Hz}$ ist gleich:

$$\Delta\varphi = \frac{f_a}{f_p} \cdot 2^{16} = \frac{50\text{Hz}}{10\text{kHz}} \cdot 2^{16} = 327 \quad (5.4)$$

¹⁴ Vgl. [11]

Die Beschreibung des elektrischen Winkels (φ_{el}) im Microcontroller lautet:

$$\varphi_{el} = \varphi_{el} + \Delta\varphi \quad (5.5)$$

Durch Verschiebung des Spannungswinkels wird das Drehstromsystem gebildet. Die Abb. 5.4 zeigt den Spannungswinkel bei 10kHz Pulsfrequenz und 50Hz Grundfrequenz im Sibmom.

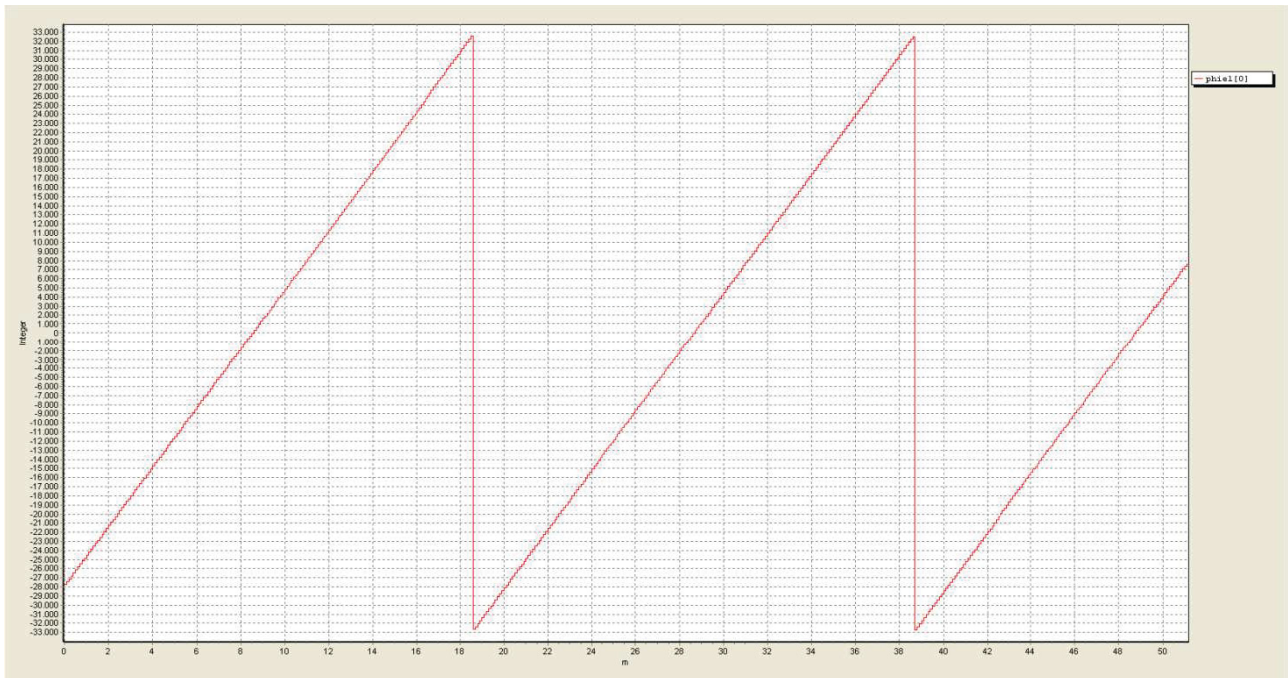


Abb. 5.4 : Spannungswinkel

5.2.3 Bestimmung des Sinuswertes aus dem Winkel

Um die Rechenzeit von Microcontroller XC-167 zu sparen, werden die Sinuswerte (Wertbereich von -32768 bis 32767) in eine voreingestellte Tabelle gespeichert. Die Positionen der Sinuswerte werden durch Spannungswinkel φ_{el} gerechnet. In der Arbeit werden 1024 Sinuswerte in der Sinustabelle gespeichert (entspricht dem Spannungswinkel von 0° bis 360°).

Die Rechenformel für den Sinuswert lautet:

$$\text{Sinwert} = \sin\left(\frac{i}{1023} \cdot 2\pi\right) \cdot (2^{15} - 1) \quad \text{für } i \text{ von } 0 \text{ bis } 1023 \quad (5.6)$$

Mit Hilfe von MS-EXCEL können die Werte gerechnet und danach in „sintab.h“ gespeichert werden. Die Tabelle wird als externem Parameter von Programm aufgerufen. Die Abb.5.5 zeigt die Beziehungen zwischen Sinuswert, Sinustabelle und Tabellenplatz.

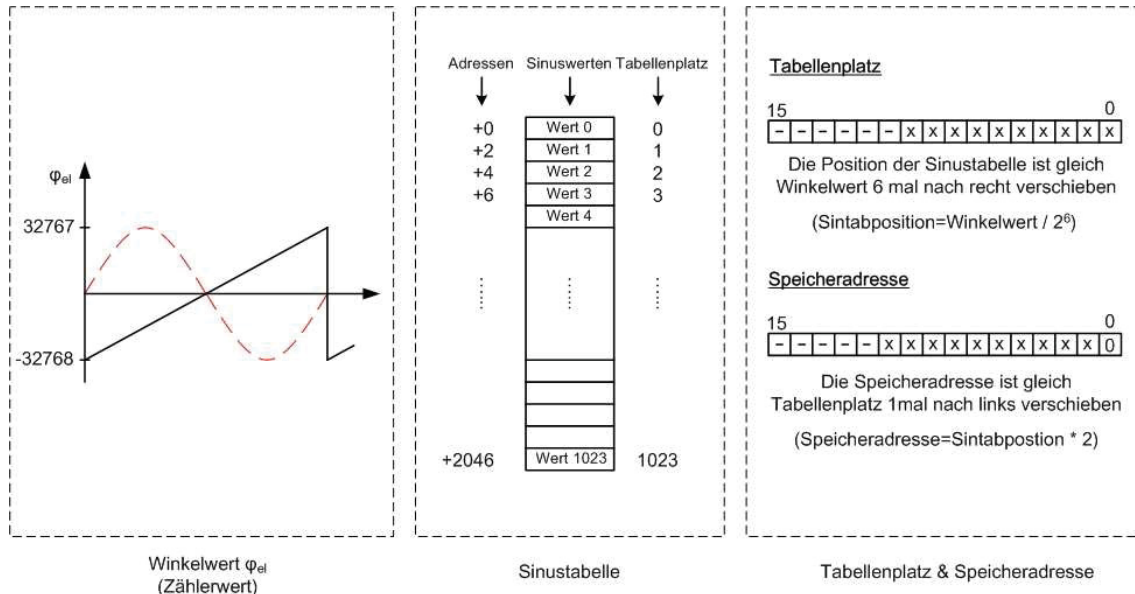


Abb. 5.5 : Sinustabelle mit 1024 Werten

Um die Drehstromsystem zu bilden ist die Rechnung der Tabellenposition nach Gleichung 5.7 beschrieben.

$$\begin{aligned}
 tab[0] &= \varphi_{el} \gg 6 + 512 \\
 tab[1] &= (\varphi_{el} - 21845) \gg 6 + 512 \\
 tab[2] &= (\varphi_{el} + 21845) \gg 6 + 512
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

Da der Tabellenposition kein negativer Wert gibt, wird ein Offset Wert von 512 genommen. Die Sinuswerte werden nach der Tabellenposition aufgerufen:

$$\begin{aligned}
 Sinwert[0] &= sintab[tab[0]] \\
 Sinwert[1] &= sintab[tab[1]] \\
 Sinwert[2] &= sintab[tab[2]]
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

Die Werte werden verwendet um die Comparewerte zu rechnen. Die Abb.5.6 zeigt die 120° verschobene Sinuswerte der einzelnen Phasen in Sibmon.

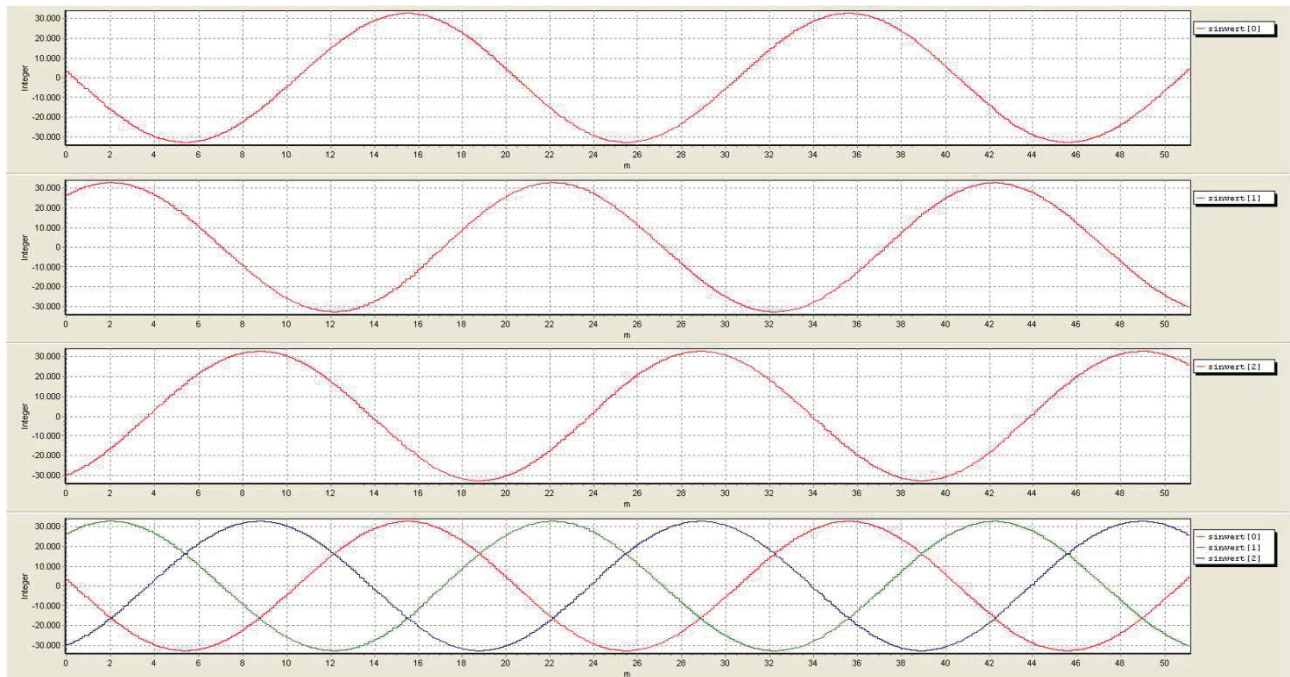


Abb. 5.6 : Sinuswerte

5.2.4 PWM-Modulator

Wie im Kapitel 5.2.1 geschrieben der Timer12 wird von 0 bis eine von Pulsfrequenz abhängige Periode hochgezählt. Um die passenden Comparewerte zu erstellen müssen die Sinuswerte umgerechnet werden. Die Umrechnungsform lautet:

$$\text{Comparewert} = \text{Sinwert} \cdot \text{Amplitude} \cdot \left(\frac{\text{Periode}}{2} \right) + \frac{\text{Periode}}{2} \quad (5.9)$$

Die Sinuswerte werden aus Sinustabelle aufgerufen und die Amplitude ist von Poti eingegeben. Um die Wertebereich nicht zu überschreiten müssen die Sinuswerte und Amplitude durch 2^{15} dividiert werden. Da der Timer keine negativen Werte annimmt, muss bei Erstellung des Comparewerts noch ein festes Offset eingebaut werden. Die Comparewerte werden ins Shadow Register transportiert und die CAPCOM6 Unit erzeugt die PWM Signale. Die Erzeugung von PWM Signal wird durch Abb.5.7 dargestellt.

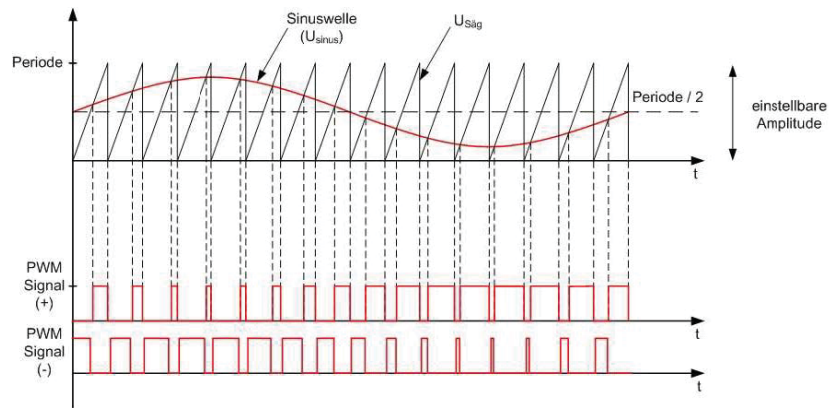


Abb. 5.7 : Erstellung der PWM Signale

Die PWM Signale werden vom Wechselrichter genommen um das Drehstromsystem zu bilden. Zwischen das positive PWM Signal und das negative PWM Signal wird ein Totzeit gebaut durch CAPCOM6 Unit um das Kurzschluss der Zwischenkreiskondensatoren zu vermeiden. Die Abb.5.8 Zeigt die Comparewerte bei 10kHz Pulsfrequenz und 50Hz Grundfrequenz im Sibmon und alle weiteren Diagramme werden in diesen Zustand dargestellt.

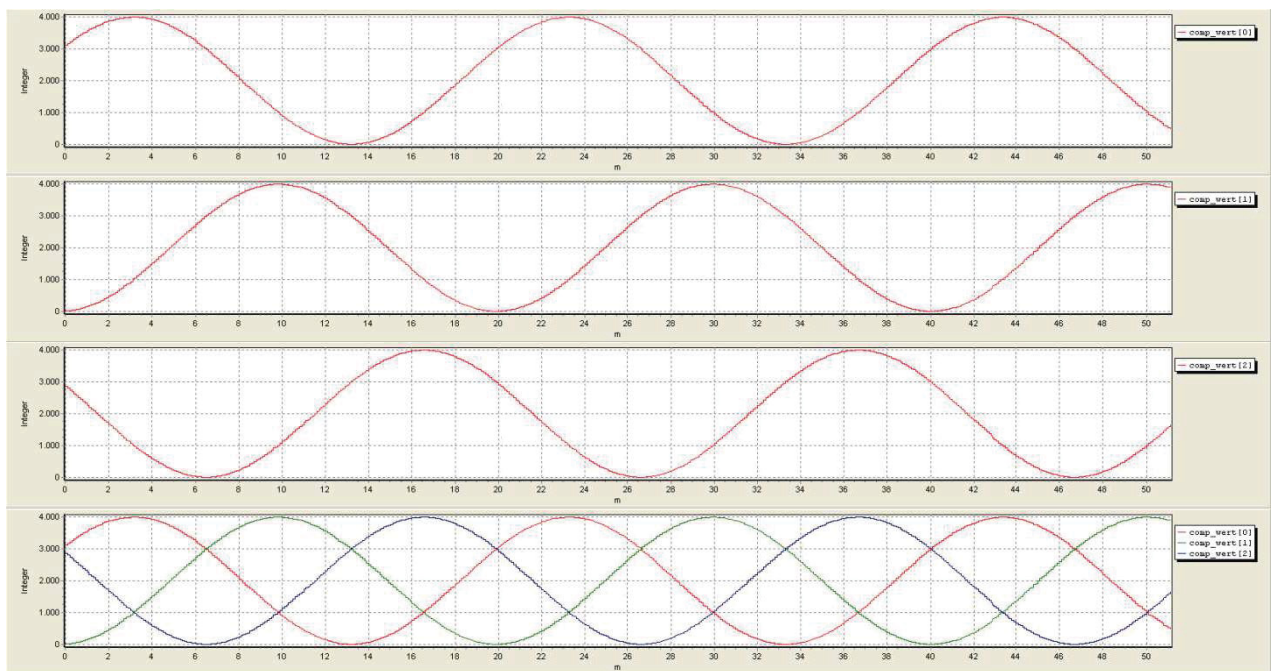


Abb. 5.8 : Comparewerte

5.3 Umsetzung des Regelungskonzept

Das Regelungsprinzip ist im Kapitel 3.2 vorgestellt wurden. Alle verwendeten Transformationsblöcke sowie 3-2-Wandler, Vektordreher, K-P-Wandler werden als Subroutine mit Assembler-Code geschrieben um die Rechnungszeit zu sparen. Um die Regelung zu realisieren werden im Programm folgenden Vorgehensweisen durchgeführt.

5.3.1 d- / q-Komponenten aus Spannung Rechnen

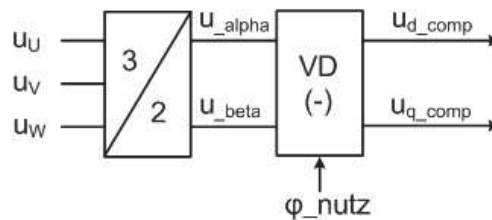


Abb. 5.9 : Regelstruktur für die Rechnung der d-/q-Komponenten aus Spannung

Die Spannungen werden zuerst auf der Lastenseite gemessen und durch Analog-Digital-Wandler die Messwerte auf digitalen Werten umgewandelt werden. Wie Kapitel 4.3.2 geschrieben, die Messwerte müssen noch ein von Hardware erzeugt Offset abziehen. Durch Gleichung 4.9 können die Messwerte zwischen Realwert und Digitalwert umgerechnet werden. Die Abb.5.10 stellt die Spannungsmessung bei Vollsteuerung einer Zwischenkreisspannung von 60V mit Hilfe von Sibmon in grafisch dar. Da der Sternpunkt des Messfilters frei hängt, wechselt dieser sein Potential je nach Wechselrichter Zustand. Aufgrund des somit entstehenden Nullsystems erscheinen keine negativen Werte von den Spannungen.

Die Messwerte werden durch Clarke-Transformation (Kapitel 3.2.1) auf α - β -Koordinaten transformiert. Da das DATA-Register von ADC mit 12-Bit vorgeschrieben wird, müssen die Messwerte mit einem Faktor 16 (entspricht 2^4) multipliziert werden. Dabei sind die Werte auf 16-Bit erweitert um die Rechnung im Microcontroller überall einheitlich zu sein. Die Wandlung wird in Abb.5.11 dargestellt.

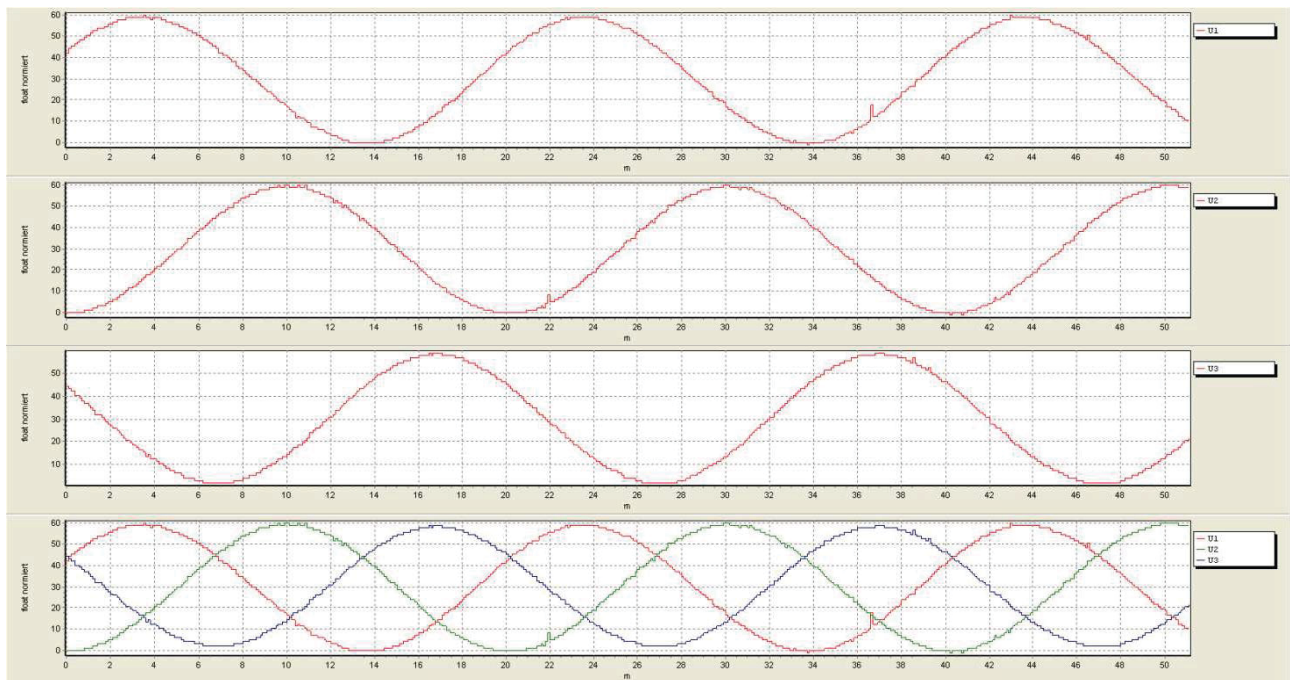


Abb. 5.10 : Spannungsmessung bei Zwischenkreisspannung von 60V

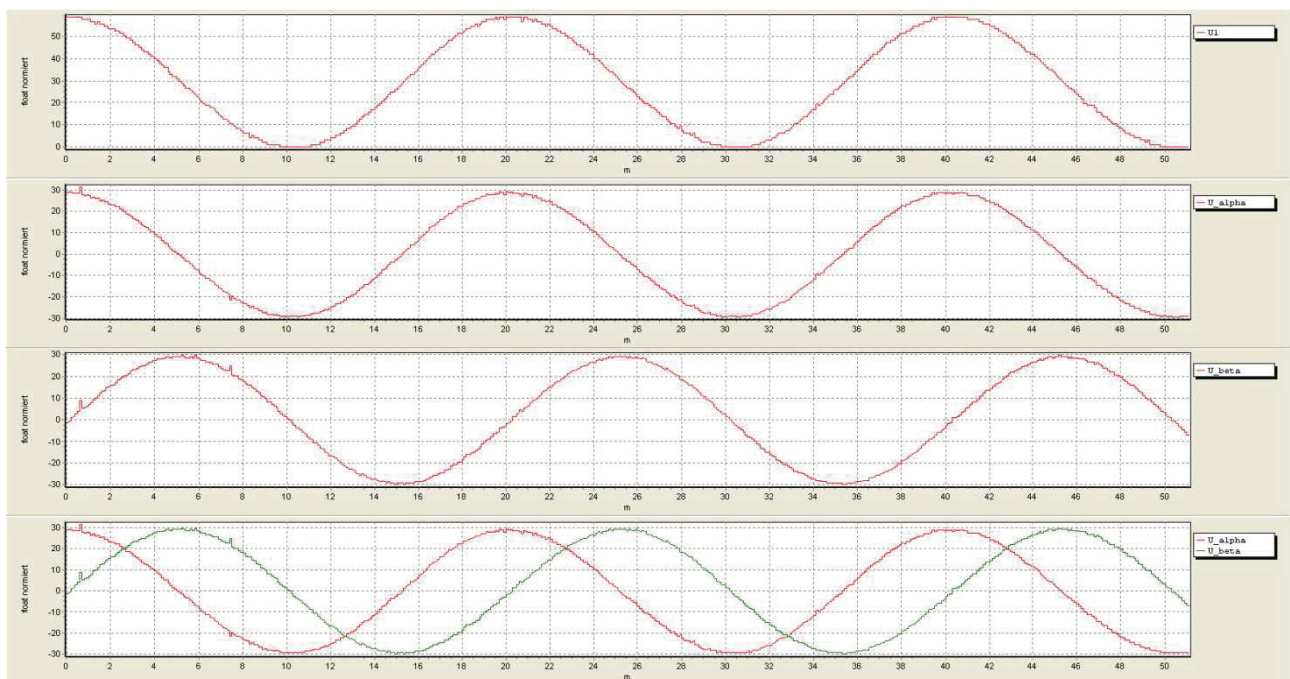


Abb. 5.11 : alpha-beta-Transformation bei Zwischenkreisspannung von 60V

Um die d- und q-Komponenten auszurechnen wird ein negativer Vektordreher verwendet. Der Winkel, der für den Vektordreher eingegeben werden soll, ist von Benutzer definiert

(Frequenzvorgabe) wird nach Gleichung 5.4 und 5.5 bestimmt. Die d- und q-Komponenten nach dem Vektordreherblock sind in Abb.5.12 dargestellt.

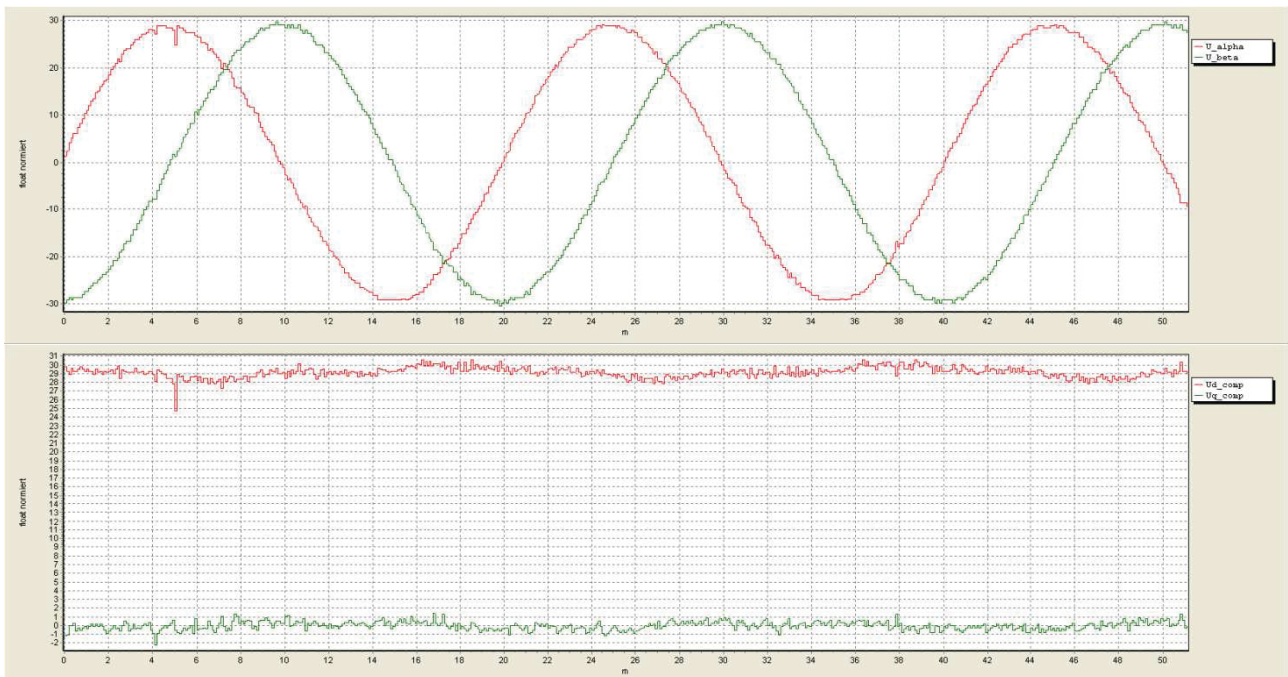


Abb. 5.12 : Park-Transformation bei Zwischenkreisspannung von 60V

Die von Vektordreher gerechnete d- und q-Komponenten werden als `ist_Wert` für die Spannungsregler verwendet. Der `soll_Wert` für den Wirkanteil wird durch Strombegrenzungsregelung gerechnet. Der Blindanteil soll auf 0 geregelt.

5.3.2 Strombegrenzungsregelung

Durch die Strombegrenzungsregelung begrenzt den `soll_Wert` für den Wirkanteil der Spannungsregelung, sobald die gesetzte Stromgrenze überschritten wird. Die Regelstruktur wird in Abb. 5.13 dargestellt.

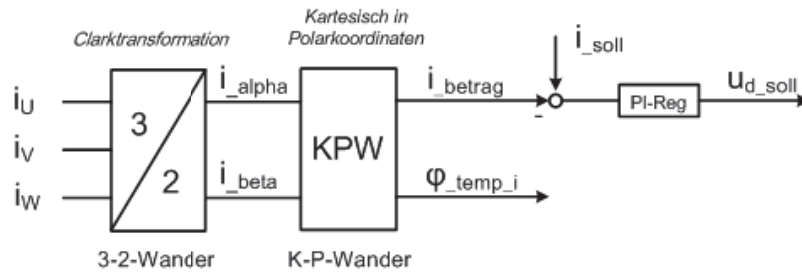


Abb. 5.13 : Strombegrenzungsregelung

Die Ströme werden ebenfalls auf der Lastenseite gemessen und transformiert auf α - β -Koordinaten. Die Transformaten Größen werden durch K-P-Wandler nach Gleichung 3.6 umgerechnet um den Betrag von Strom zu rechnen. Die Abb. 5.14 zeigt den Strombetrag bei der Stromspitzwert von 3A.

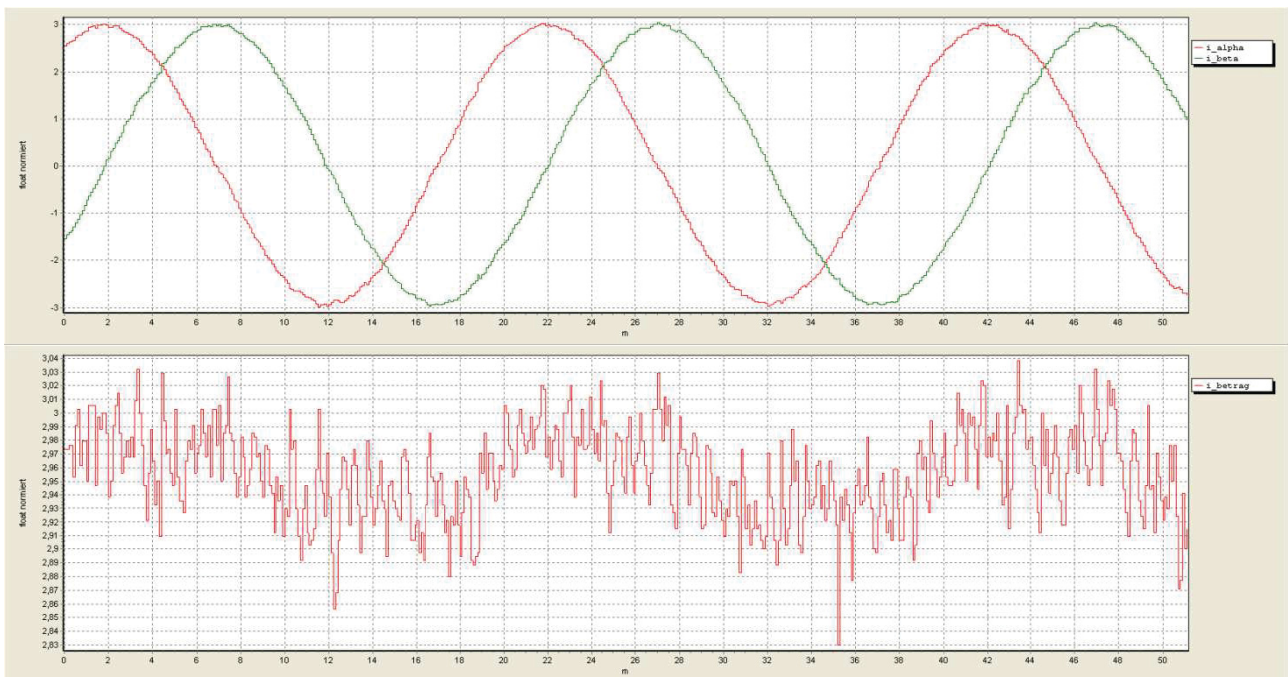


Abb. 5.14 : K-P-Wandlung

Der Strombetrag wird als ist_Wert für die Strombegrenzungsregelung verwendet und der entspricht auch die maximale Stromamplitude. Wenn der Wert auf einen RMS-Wert (Effektivwert) umgerechnet werden soll, gilt nachfolgende Gleichung:

$$i_{RMS} = i_{betrag} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (5.10)$$

Der Stromsollwert i_{soll} , der auch als Strombegrenzungswert genannt, wird durch Sibmon eingegeben. Wie in Kapitel 4.2.3 geschrieben, 1A bei der Strommessung entspricht 21 Inkrementen in den AD-Wandler und durch der 3-2-Wandler werden die Messwerte mit 16 multipliziert. Um der Sollwert in gleichen Dimension zu folgen wird der Sollwert von 1A nach Gleichung 5.11 gerechnet.

$$i_{soll} = 1A \cdot 21 \frac{Ink.}{A} \cdot 16 = 336 Ink. \quad (5.11)$$

Der PI-Regler wird nach Regelalgorithmus (Gleichung 3.12) programmiert. Die Rechnungsform im Programm für den PI-Regler lautet¹⁵:

$$yn(k + 1) = yn(k) + ki * e(k) \quad (5.12)$$

$$y(k + 1) = yn(k + 1) + kp * e(k) * 64 \quad (5.13)$$

$e(k)$ ist die Regelabweichung zwischen Sollwert und Istwert. ki ist der Integral Konstant und kp ist Proportional Konstant. Die Beiden Regelparameter werden nach Gleichung 3.24 berechnet. Die Regelparameter müssen normiert werden um der Microcontroller mit Einheitslosezahl zu arbeiten. Die Normierung wird nach Gleichung 5.14 beschrieben.

$$k_p = \frac{R \cdot T_i}{2 \cdot T_t} \cdot \frac{k'_i}{k'_u}; \quad k_i = \frac{R}{2} \cdot \frac{k'_i}{k'_u} \quad (5.14)$$

k'_i und k'_u sind jeweilige Normierungsfaktor für der Strom und die Spannung. Als äußerer Regelkreis muss die Stromregelung langsamer als die Spannungsregelung eingestellt werden. Die Regelparameter werden experimentell bestimmt. Der Ausgang der PI-Regler wird in einem Zahlbereich begrenzt. Der Minimalwert in der Stromregelung ist gleich 0 und der Maximalwert wird von Benutzer definiert (Kapitel 3.2.2).

¹⁵ Vgl. [8]

5.3.3 Spannungsregelung

Nach der Strombegrenzungsregelung wird der Spannungssollwert u_{d_soll} gerechnet für die Spannungsregelung. Die Funktionsweise der Spannungsregelung ist in Kapitel 3.2.1 beschrieben. Die Abb. 5.15 zeigt der ganzen Regelstruktur.

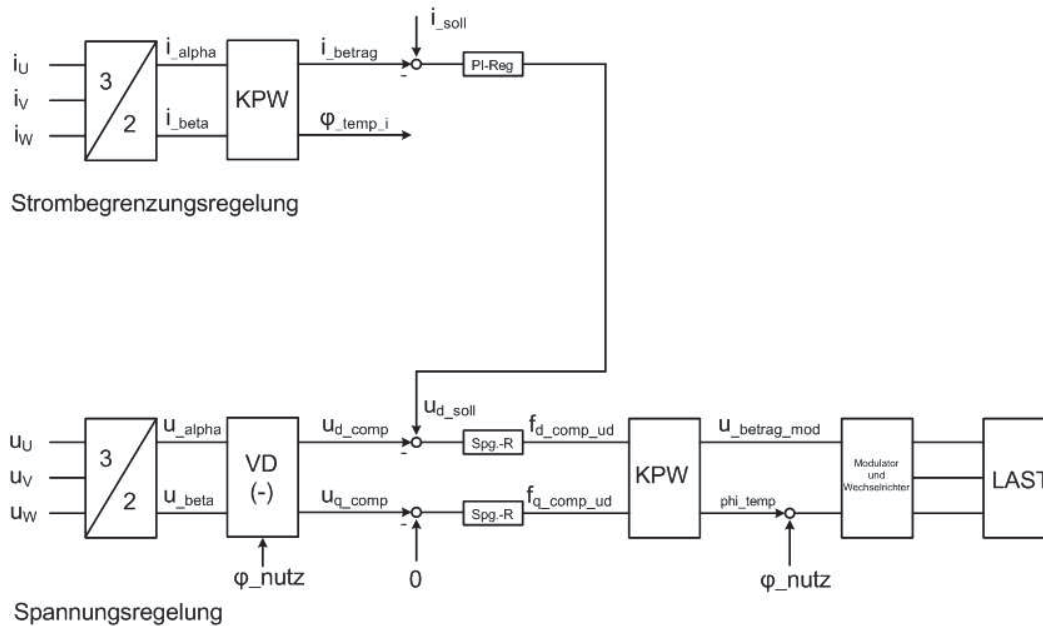


Abb. 5.15 : Regelstruktur

Der Sollwert und Istwert von der Spannung müssen in gleiche Dimension sein damit der Spannungsregler richtig funktionieren kann. Dazu müssen die Werte normierte werden. Der Normierungsfaktor für die Spannungsmessung ist gleich 33781 (Kapitel 4.2.2). Der 3-2-Wandler und der Vektordreher hat ein gesamt Faktor von 128, d.h. der Normierungsfaktor der Gleichkomponente N_{Gk} ist gleich:

$$N_{Gk} = \frac{N_u}{128} = 264 \quad (5.15)$$

Die Spannung wird von Benutzer durch das Potentiometer eingegeben. Da der Spannungsspitzwert gleich einhalb von der Zwischenkreisspannung ist, lautet die Beschreibung der Spannungswert nach:

$$u_{nutz} = amp \cdot \frac{U_Z}{2} \quad (5.16)$$

amp ist der Amplitudenwert aus Potentiometer (Kapitel 5.1). Die Spannung, die als Regler Ausgang der Stromregelung definiert wird, muss auch normiert werden. Um die Dimension anzupassen ist der Normierungsfaktor für die Nutzspannung gleich der Normierungsfaktor der Gleichkomponente N_{GK} . Die Normierte Spannung sowie PI-Regler Ausgang ist gleich:

$$u_{nutz(N)} = amp \cdot \frac{U_Z}{2} \cdot \frac{1}{264} \quad (5.17)$$

Nach der Normierung können die Istwert und Sollwert von der Spannung weiter der Spannungsregler geben. Die Regelparameter werden auch nach Experiment eingegeben. Da die Spannungsregelung schneller als Stromregelung reagieren muss, sind die Regelparameter 10 Fach größer als die Stromregelung. Der Ausgang des Spannungsreglers hat ein Wertbereich von 0 bis 2^{15} . Die neu Spannungsamplitude und der Fehlerwinkel zwischen Spannungsistwert und Sollwert werden durch den K-P-Wandler gerechnet. Die Amplitude wird gleich von dem PWM-Modulator (Kapitel 5.2.4) genommen. Der Fehlerwinkel wird mit Nutzer Winkel φ_{el} (Kapitel 5.2.2) addiert und geben den Modulator weiter.

Bis hier wurde die Umsetzung der Strombegrenzte Spannungsregelung vorgestellt. Im nächsten Kapitel wird die Auswertung der Regelung gezeigt.

6 Auswertung

Die Ergebnisse von der Regelung werden in diesem Kapitel interpretiert. Als Sicherheitsgrund ist der Zwischenkreis mit einem DC-Labornetzteil versorgt. Die Zwischenkreisspannung bei Testen liegt bei 60V. Die Grundfrequenz der Ausgangsspannung ist gleich 50Hz und die Pulsfrequenz liegt bei 10kHz.

6.1 Spannungsregelung (ohne Strombegrenzung)

Wenn die Spannung nur gesteuert und ohne Einbau der Regelung, entsteht ein wegen Induktiven Last erzeugten Phasenfehler zwischen Spannungssollwert und Spannungswert. Die Abb.6.1 zeigt die d- und q-Komponenten bei einem Phasenfehler.

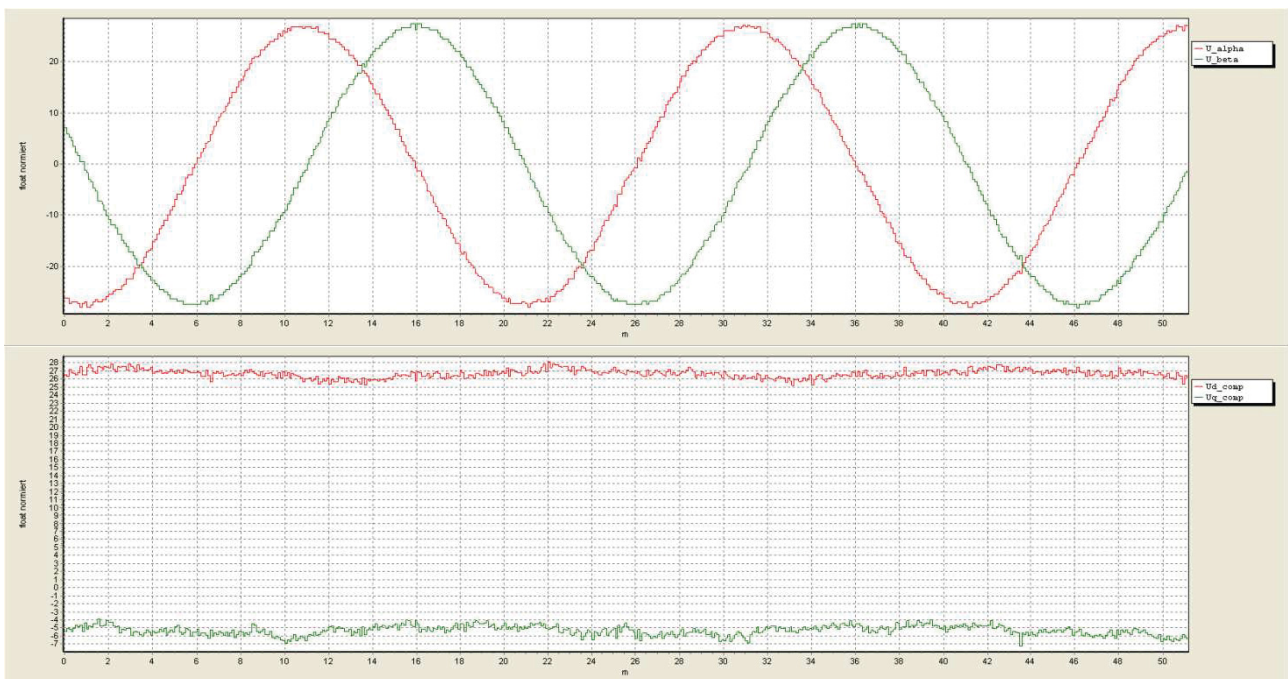


Abb. 6.1 : gesteuerte Spannungsvorgabe und resultierenden Phasenfehler

Die Blindkomponente ist ungleich Null. Der Phasenfehler in der Abbildung ist gleich:

$$\varphi_{Fehler} = \arctan\left(\frac{u_{q_comp}}{u_{d_comp}}\right) \approx \arctan\left(\frac{5}{27}\right) \approx 10^\circ \quad (6.1)$$

Die Spannungsregelung sorgt die Korrektur des Phasenfehlers. Die Korrelierte Spannung wird in Abb. 6.2 dargestellt.

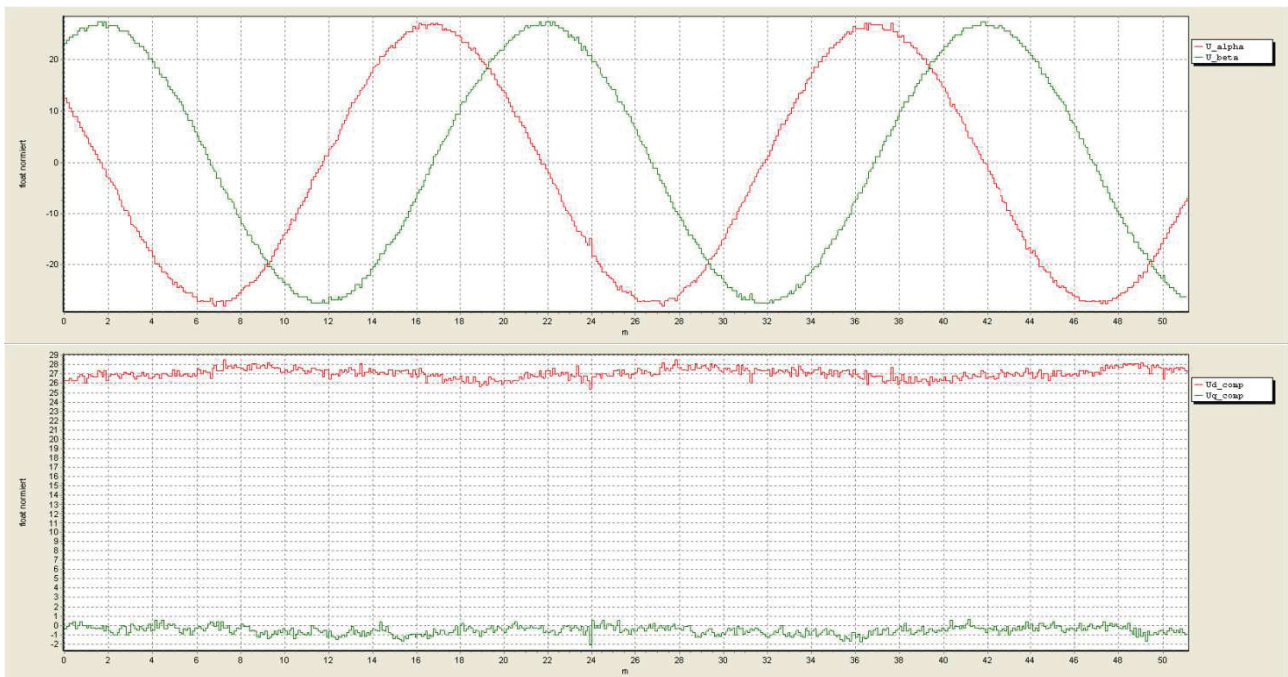


Abb. 6.2 : Korrektur des Phasenfehlers durch Spannungsregelung

6.2 Strombegrenzungsregelung

Beim Test der Stromregelung werden zwei Stromsollwerte (Begrenzungswert) durch einen Schalter vorgegeben. Bei dem Auszustand des Schalters entspricht der Stromsollwert 3A und bei dem Einzustand des Schalters entspricht der Stromsollwert 1A.

Der Test wird in der Abb.6.3 dargestellt. Bei dem Einschaltmoment springt der Stromsollwert von 3A nach 1A. Der Spannungssollwert U_{d_soll} wird auch zurückgesetzt um die Spannung auf einen niedrigen Wert zu regeln. fd_comp_gs und fd_comp_ud sind jeweilige Ausgangswert von Strom- und Spannungsregler für die Wirkanteilregelung. Der Stromregler Ausgang wird nach Gleichung 5.17 normiert um den Wertbereich für die Spannungsregelung anzupassen.

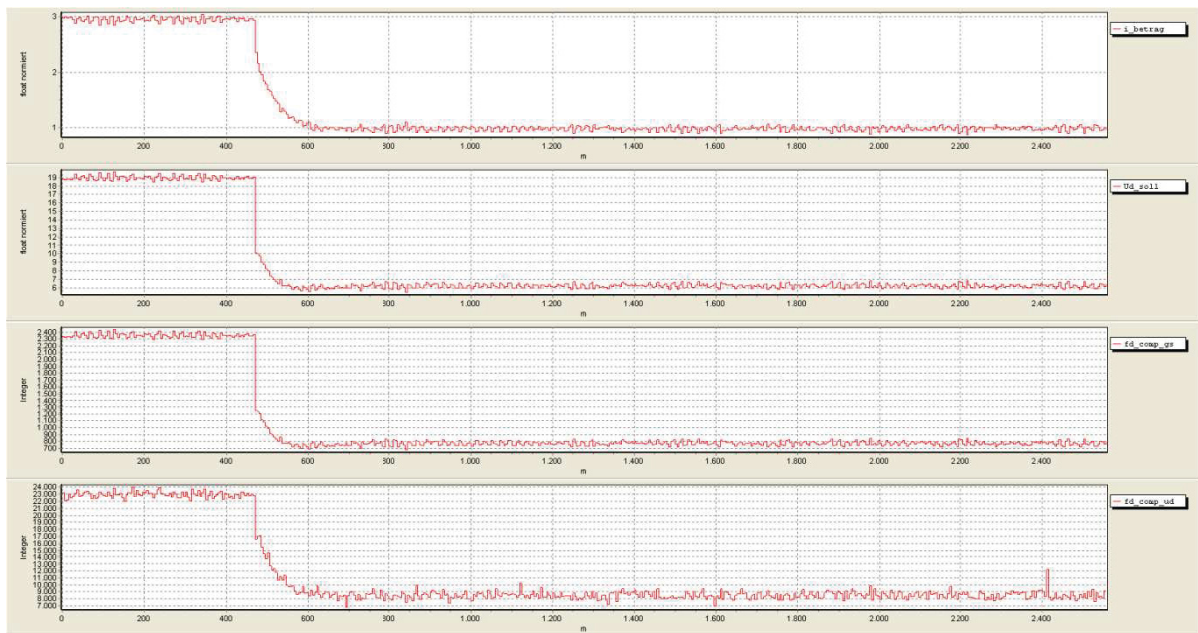


Abb. 6.3 : Reaktion der Strombegrenzung bei Überstrom

6.3 Sprungtest

Um die Regelungsdynamik zu zeigen, wird ein Sprungtest durchgeführt. Der Test wird mit dem Schalter realisiert. Durch den Schalter kann z.B. der Spannungssollwert zwischen null und Sollwert umgeschaltet werden.

6.3.1 Leerlaufbetrieb

Die Abb.6.4 zeigt die Sprungantwort bei Leerlauf betrieb. Nach dem Sprung der Sollwertgröße benötigt der Spannungsregler etwa 100ms um nachzuregeln. Die Regelparameter k_i und k_p für die Spannungsregelung haben jeweiligen Wert von 2500 und 10000 und die Regelparameter für die Stromregelung sind jeweilige 500 und 1000. Da keine Last angeschlossen wird, ist der Stromwert gleich null.

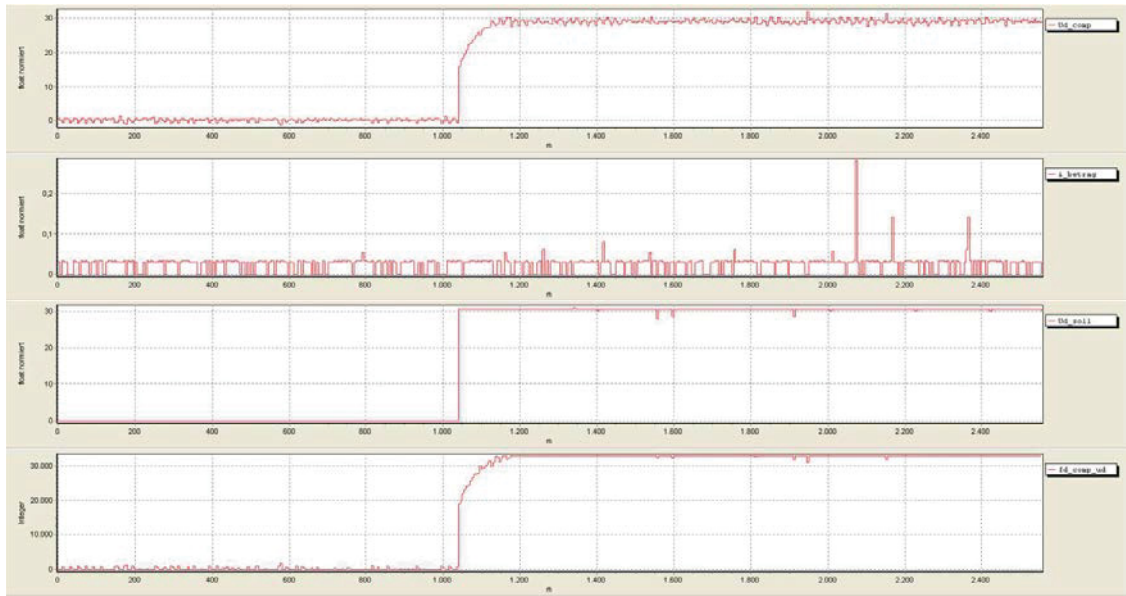


Abb. 6.4 : Sprungtest bei 60V Zwischenkreis im Leerlaufbetrieb

6.3.2 Ohmsche Last

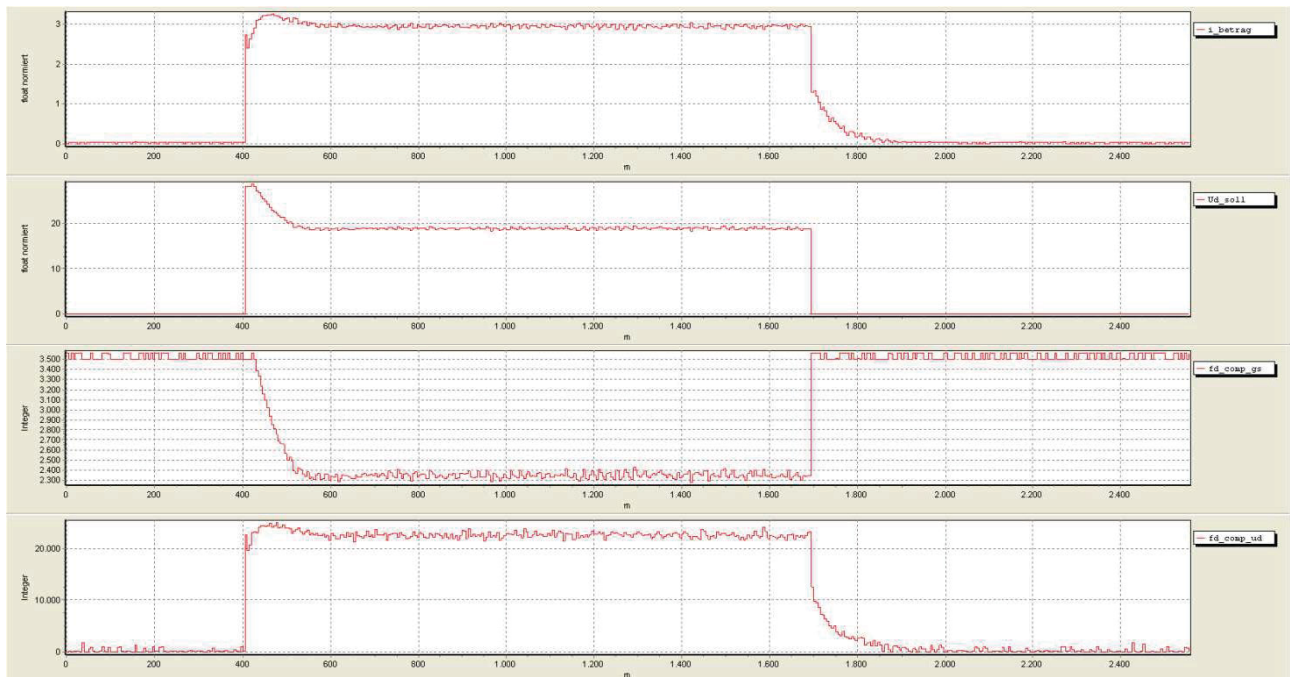


Abb. 6.5 : Sprungtest bei Ohmsch Last

Die Abb.6.5 zeigt der Sprungtest bei Ohmsch Last. Bevor der Spannungssollwert eingegeben wird, regelt der Stromregler des Ausgangswerts auf von Benutzer definierte Spannung (Abb.3.6). An dem Einschaltmoment regelt der Stromregler des Ausgangswerts auf den Begrenzungswert und

dazu dient die Strombegrenzung. Bei dem Ausschaltmoment setzen die Spannung und der Strom wieder auf null und der Stromregler Ausgangswert `fd_comp_gs` wird auf die definierte Spannung geregelt.

6.3.3 Ohmsch-induktive Last

Bei der LR-Last hat die Regelung gleiche Funktionsweise wie bei Ohmsch Last. Die Abb. 6.6 zeigt der Sprungtest bei Ohmsch induktiver Last.

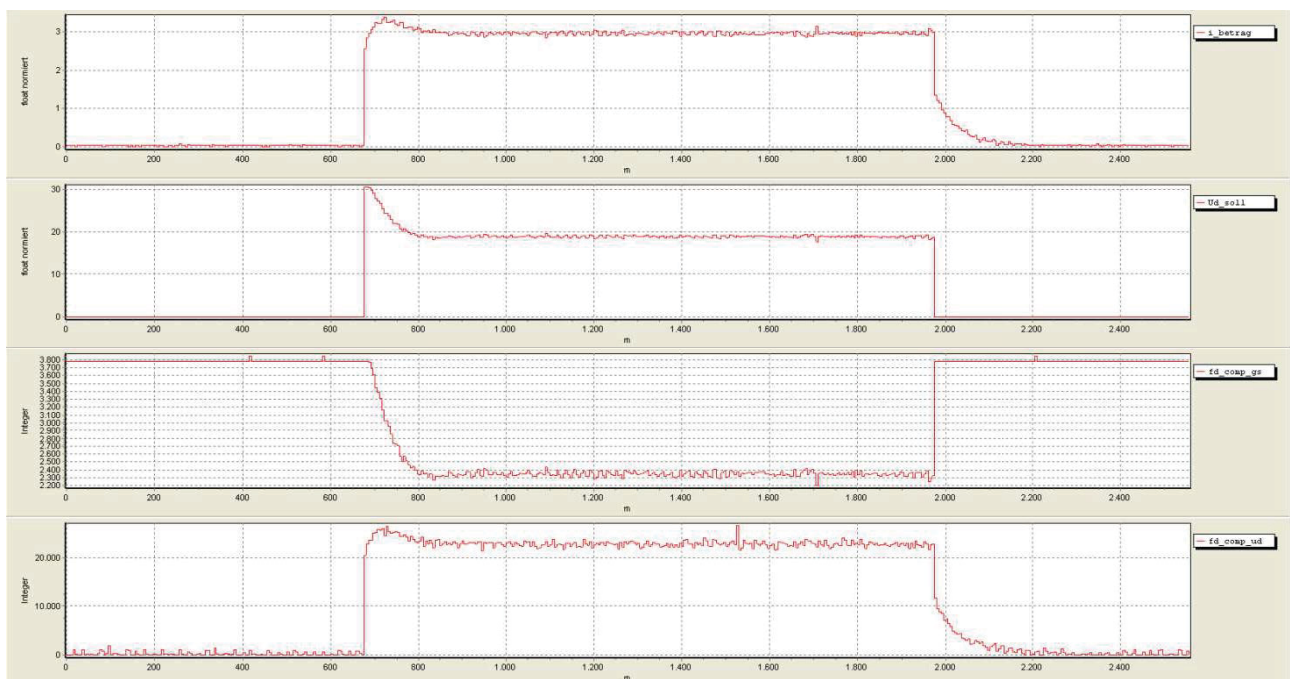


Abb. 6.6 : Sprungtest bei Ohmsch induktiver Last

Durch den Sprungtest wird der Regelungsübergang angezeigt. Für die Qualitätskontrollen der Regelung ist der Sprungtest sehr sinnvoll.

Bis hier sind alle Ergebnisse von der strombegrenzte Spannungsregelung gezeigt. Es Stimmen die Ergebnisse mit den Theorie überein.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Die Zielstellung der Arbeit ist eine Strombegrenzte Spannungsregelung zu entwickeln um die Phasenfehler der Inselnetzspannung zu korrigieren und Überstrom im Inselnetz zu vermeiden. Dabei wurde eine Uniplatine mit einem Microcontroller von XC-167 verwendet, damit dem Regelungskonzept von Theorie nach Praxis umgesetzt kann.

Zu Beginn wurde der Versuchsstand dimensioniert und gebaut. Danach wurde ein PWM-Modulator programmiert um ein Drehstromsystem zu bilden. Ein Messfilter wurde auch dimensioniert damit die Spannungsgrundwelle auszuwerten. Die Vorgehensweise der Programmierung und Filterdimensionierung wurde dokumentiert und kann als Lernmaterial verwendet werden. Dann wurde das Regelungskonzept entwickelt und durch Verwendung des Microcontrollers XC-167 das Regelungskonzept umgesetzt. Im Anschluss wurde die Regelung getestet mit verschiedener Last und mit der Theoretischen Betrachtungen verglichen.

Im Rahmen der Arbeit war die Regelung für ein dreiphasiges System komplett fertig. Wegen zeitlichen Problems wurde die Regelung für einphasiges System nur Theoretisch betrachtet. Bei den Messungen wurden die Offsets manuell abgezogen (Kapitel 4.2). Eine Verbesserungsmöglichkeit ist die Gleichanteile von der Spannung und dem Strom gerechnet und mit ein fest Offset von 512 zusammen von der Messung abgezogen, dabei erhöht die Messungsgenauigkeit. Eine weitere Verbesserungsmöglichkeit ist Optimierung des Eingangswerts für den Regler, damit die Regler Ausgang weniger Schwingung entsteht.

Literaturverzeichnis

- [1] **Blum, M.:**
Unterlage „**Praktikumsbericht**“
Stand: 2010

- [2] **Wallau, E.; Reitz, C.; Zhang, J.:**
Unterlage „**Tutorial zum Umgang eines Mikrocontrollers in der Leistungselektronik**“
Stand: 2012

- [3] **Büttner, J.; Ellinger, T.:**
Vorlesungsunterlage „**Aktive Filter**“
Stand: Sommersemester 2010

- [4] **Kories, R.; Schmidt-Walter, H.:**
„**Taschenbuch der Elektrotechnik**“
9.Aufl., Harri-Deutsch, Frankfurt am Main, 2010

- [5] **Lutz, H.; Wendt, W.:**
„**Taschenbuch der Regelungstechnik**“
6. Aufl., Harri-Deutsch, Frankfurt am Main, 2005

- [6] **Szalai, T.:**
„**Realisierung einer Steuerungssoftware für den Rotorseitigen Stromrichter einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine**“
Dipl. Arbeit, TU-Ilmenau, 2009

- [7] **Infineon Technologies AG:**
Anleitung „**XC-167 Board Manual**“
V1.0, 2004

- [8] **Kimmer, T.:**
„Realisierung einer Mikrocontrollersteuerung zur Netzankepfung eines Pulswechselrichters mit Kompensation definierter Oberschwingungen und simulativer Nachbildung des Systems“
Dipl. Arbeit, TU-Ilmenau, 2006
- [9] **Electronics-Tutorials.ws**
„Passive RC Filter Tutorial“
Internet URL: http://www.electronics-tutorials.ws/filter/filter_2.html ,Stand: 25.06.2012
- [10] **OKAWA Electric Design**
„RC Low-pass Filter Design Tool“
Internet URL: <http://sim.okawa-denshi.jp/en/CRLowkeisan.htm> , Stand: 25.06.2012
- [11] **Berger, G.; Büttner, J.:**
Vorlesungsunterlage **„Microcontroller und Signalprozessentechnik“**
Stand: Sommersemester 2010

Verwendete Formelzeichen und Abkürzung

Regelungskomponenten

i_U, i_V, i_W	Last Ströme des Drehstromsystems
u_U, u_V, u_W	Strangspannungen des Drehstromsystems
i_{α}	α -Komponente des Stroms
i_{β}	β -Komponente des Stroms
i_{betrag}	Strombetrag
φ_{temp_i}	Phasenwinkel des Stroms
i_{soll}	Stromsollwert (Begrenzungswert)
$f_{d_comp_gs}$	Ausgangswert des Stromreglers
u_{α}	α -Komponente der Spannung (Wirkanteil der Wechselgröße)
u_{β}	β -Komponente der Spannung (Blindanteil der Wechselgröße)
u_{d_comp}	d-Komponente der Spannung (Wirkanteil der Gleichgröße)
u_{q_comp}	q-Komponente der Spannung (Blindanteil der Gleichgröße)
u_{d_soll}	Spannungssollwert (normierter Stromregler Ausgangswert)
$f_{d_comp_ud}$	Ausgangswert des Spannungsreglers (Wirkanteil)
$f_{q_comp_ud}$	Ausgangswert des Spannungsreglers (Blindanteil)
$u_{\text{betrag_mod}}$	Spannungsamplitude für den Modulator
ϕ_{temp}	Ausgerechneter Phasenfehler der Spannung
φ_{nutz}	Nutzer definierte Spannungswinkel
u_{nutz}	Nutzer definierte Spannung (durch Poti eingegeben wird)

Formel- und Bildzeichen

L_F	Glättungsdrosseln
C_F	Kondensator des Messfilters
R_F	Widerstand des Messfilters
w	Führungsgröße (allgemeine Regelungstechnik)
x	Messgröße (allgemeine Regelungstechnik)
y_R	Ausgangsgröße (allgemeine Regelungstechnik)

x_d	Regelabweichung (allgemeine Regelungstechnik)
T_i	Integrierzeitkonstant
T_t	Totzeit
T_s	Verzögerungszeit
$G_{R(p)}$	Übertragungsfunktion des PI-Regler im Frequenzbereich
$G_{t(p)}$	Übertragungsfunktion für das Totzeitelement im Frequenzbereich
$\underline{u}_{\text{Mess}(p)}$	Messspannungsbeschreibung im Frequenzbereich
$G_{S(p)}$	Übertragungsfunktion der Regelstrecke im Frequenzbereich
$G_{o(p)}$	Übertragungsfunktion ein offenes Regelkreis im Frequenzbereich
$G_{gs(p)}$	Übertragungsfunktion geschlossenes Regelkreis im Frequenzbereich
k_p	Integral Konstant
k_i	Proportional Konstant
u_s	Strangspannung des Einphasigen Systems
i_s	Strangstrom des Einphasigen Systems
S1, S2, S3, S4	Leistungsschalter (IGBTs)
$f(g)$	Grenzfrequenz
$G(\omega)$	Übertragungsfunktion ein Tiefpass erster Ordnung
$ G(\omega) $	Amplituden-Frequenzgang
$\phi(\omega)$	Phasen-Frequenzgang
X_C	Impedanz des Kondensators
U_{Out}	Ausgangsspannung des Messfilters
U_{in}	Eingangsspannung des Messfilters
Ink.	Inkrement
N	Normierungsfaktor
K_{ges}	Gesamtübertragungsfaktor der Strom- oder Spannungsmessung
K_{ST}	Übertragungsfaktor des Spannungsteilers
K_{HCPL}	Übertragungsfaktor des Optokoppler
K_{OPV}	Übertragungsfaktor des Operationsverstärkers
K_{ADW}	Übertragungsfaktor des Analog-Digital-Wandlers
K_{Uz}	Übertragungsfaktor für die Zwischenkreisspannungsmessung
N_{Uz}	Normierungsfaktor für die Zwischenkreisspannungsmessung
K_U	Übertragungsfaktor für die Spannungsmessung
N_U	Normierungsfaktor für die Spannungsmessung

K_{Mess}	Übertragungsfaktor von LEM-Wandler und OPV
K_I	Übertragungsfaktor für die Strommessung
N_I	Normierungsfaktor für die Strommessung
f_p	Pulsfrequenz
f_a	Grundfrequenz
T_{ab}	Abtastzeit
T_{Takt}	Taktzeit
PER	Periode der Sägezahnspannung
$\Delta\phi$	Winkelinkrement im Microcontroller
ϕ_{el}	elektrische Winkel im Microcontroller
tab[0], tab[1], tab[2]	Position der Sinustabelle
k'_i	Normierungsfaktor des Stroms
k'_u	Normierungsfaktor der Spannung
N_{Gk}	Normierungsfaktor der Gleichkomponente
amp	Amplitudenwert aus Potentiometer
ϕ_{Fehler}	Phasenfehler

Abkürzungen

CAPCOM6	Capture / Compare Unit 6
PWM	Pulsweitenmodulation
DAvE	Digital Application virtual Engineer
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
ADW	Analog-Digital Wandler
OPV	Operationsverstärker
HCPL	Optokoppler
VD	Vektordreher

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1.1 : Anwendungsbeispiel eines Inselnetzes mit Energiespeicher und Wechselrichter	1
Abb. 1.2 : Uniplatine TU-DT 1.0	2
Abb. 2.1 : Aufbau des Versuchsstands.....	3
Abb. 2.2 : Digitalteil der Uniplatine.....	5
Abb. 2.3 : Leistungsteil der Uniplatine.....	6
Abb. 2.4 : Einstellungsoberfläche von DAVe	8
Abb. 2.5 : Arbeitsoberfläche in Sibmon	9
Abb. 3.1 : Beispiel einer Clarke Transformation	11
Abb. 3.2 : Funktionsweise einer Park-Transformation	12
Abb. 3.3 : Regelungskonzept für die 3-Phasige Spannungsregelung mit Strombegrenzung	13
Abb. 3.4 : Regelungsstruktur für die 3-Phasige Spannungsregelung.....	14
Abb. 3.5 : Regelungsstruktur für die Strombegrenzungsregelung	15
Abb. 3.6 : Funktionsweise der Strombegrenzungsregelung	15
Abb. 3.7 : Sinusförmige Pulsweitenmodulation	17
Abb. 3.8 : Regelungsstruktur.....	17
Abb. 3.9 : Regelstruktur der Strombegrenzregelung.....	18
Abb. 3.10 : Schaltung für einphasige Spannungsregelung	21
Abb. 3.11 : Strangspannung bei einphasiger Spannungsregelung	21
Abb. 3.12 : u_{β} bilden.....	22
Abb. 3.13 : Regelstruktur für eine einphasige Spannungsregelung	22
Abb. 4.1 : Messung von Ausgangsspannungen ohne Messfilter	23
Abb. 4.2 : Messfilter	23
Abb. 4.3 : Bode Diagramm	25
Abb. 4.4 : gefilterte Spannungen	26
Abb. 4.5 : Messschaltung für die Zwischenkreisspannung	27
Abb. 4.6 : Messschaltung für die Wechselspannungsmessung	30
Abb. 4.7 : Messschaltung für die Wechselstrommessung.....	31
Abb. 5.1 : Timer 12 Block	34
Abb. 5.2 : Beziehungen zwischen verschiedenen Frequenz	35
Abb. 5.3 : Bildung eines Spannungswinkels.....	36

Abb. 5.4 : Spannungswinkel	37
Abb. 5.5 : Sinustabelle mit 1024 Werten	38
Abb. 5.6 : Sinuswerte	39
Abb. 5.7 : Erstellung der PWM Signale	40
Abb. 5.8 : Comparewerte	40
Abb. 5.9 : Regelstruktur für die Rechnung der d-/q-Komponenten aus Spannung	41
Abb. 5.10 : Spannungsmessung bei Zwischenkreisspannung von 60V	42
Abb. 5.11 : alpha-beta-Transformation bei Zwischenkreisspannung von 60V.....	42
Abb. 5.12 : Park-Transformation bei Zwischenkreisspannung von 60V	43
Abb. 5.13 : Strombegrenzungsregelung	44
Abb. 5.14 : K-P-Wandlung.....	44
Abb. 5.15 : Regelstruktur	46
Abb. 6.1 : gesteuerte Spannungsvorgabe und resultierenden Phasenfehler.....	48
Abb. 6.2 : Korrektur des Phasenfehlers durch Spannungsregelung	49
Abb. 6.3 : Reaktion der Strombegrenzung bei Überstrom	50
Abb. 6.4 : Sprungtest bei 60V Zwischenkreis im Leerlaufbetrieb	51
Abb. 6.5 : Sprungtest bei Ohmsch Last	51
Abb. 6.6 : Sprungtest bei Ohmsch induktiver Last.....	52

Erklärung

Ich versichere, dass diese wissenschaftliche Arbeit selbständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Die Stellen der Arbeit, die andren Werken dem Wortlaut oder Sinn nach entnommen sind, wurde in jedem einzelnen Fall unter Angabe der Quelle als Entlehnung kenntlich gemacht. Das gleiche gilt auch für die beigegebenen Skizzen und Darstellung. Die Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegen.

Ilmenau, den 26.06.12

Thesen

1. Es existiert einen Phasenfehler zwischen Spannungssollwert und Spannungswert bei anschließen einer Induktive Last im Inselnetz.
2. Die Spannungsregelung korrigiert den Phasenfehler.
3. Die Strombegrenzungsregelung begrenzt die Inselnetzspannung um Überstrom zu vermeiden.
4. Die strombegrenzte Spannungsregelung kann durch Microkontroller XC-167 umgesetzt werden.
5. Um die Spannungsgrundwelle am PWM-Ausgang sauber zu messen ist ein Messfilter benötigt.
6. In der Regelung wird die Gleichgröße (d- und q-Komponente) geregelt.
7. Beta-Komponente bei einphasiger Spannungsregelung wird durch Ringspeicher gebildet.
8. Um im Microcontroller mit Integerwerten arbeiten zu können, müssen alle Messwerte in dimensionslose Größen umnormiert werden.